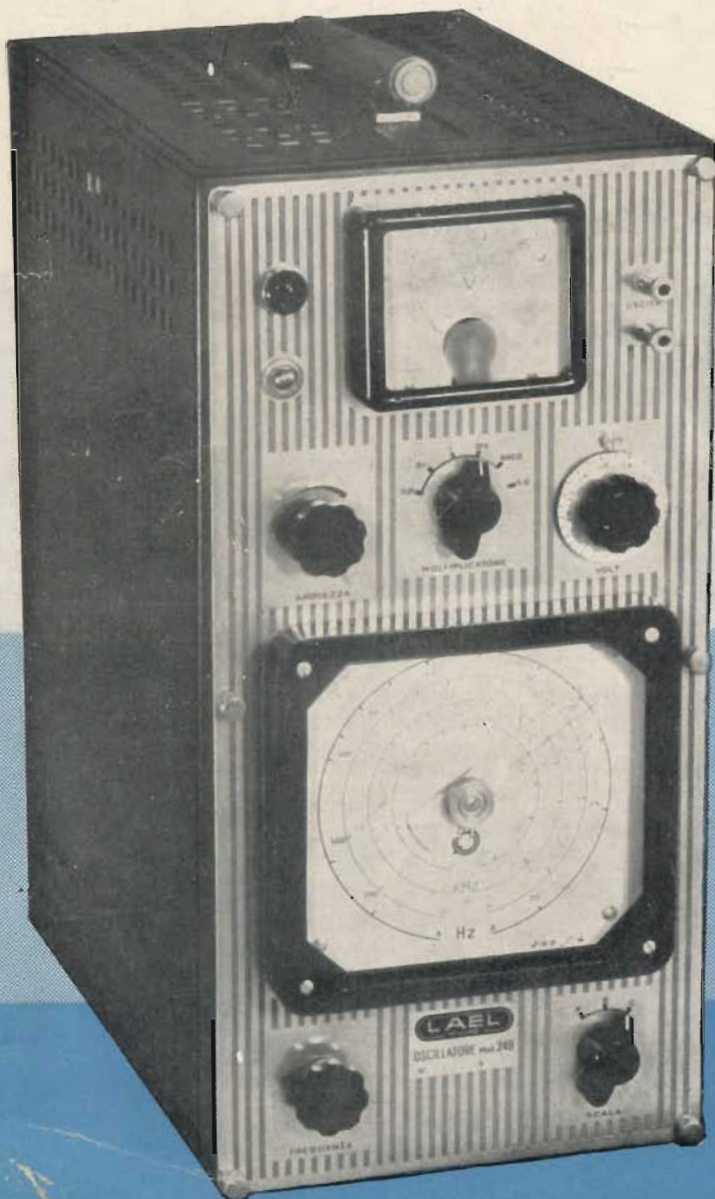
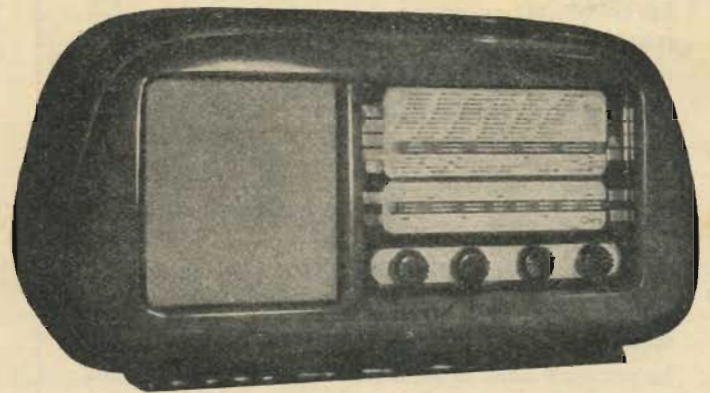
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

l'antenna

NUMERO 12

Anno XXI - Dicembre 1949

LIRE DUECENTO

RADIOCONI
dà colore alla musica
RICCI 49
UFF.: MILANO - VIA DELLA MADDALENA 3 - TELEF. 87.865 - 87.900
STAB.: MILANO - VIA F. PIZZI, 29 - TELEFONI: 52.215 - 58.00.98

NUMERO 12 **DICEMBRE 1949**

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

XXI ANNO DI PUBBLICAZIONE

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione ed Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70.29.08
CONTO CORRENTE POSTALE 3/24227 - CCE CCI 225.438

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 200;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2000 più 40** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 4000 + 80.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnica scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la **Direzione.**

sulle onde della radio

PARLIAMO UN POCO
DI NOI E DI VOI

Parlare di voi, cari Lettori, è cosa sempre molto gradita per chi da ventun anno fa del suo meglio per accontentarvi nel modo più pronto e più adeguato all'incessante progredire della tecnica. Parlare di noi non ci sorride affatto, e quando possiamo farne a meno siamo veramente felici. Ma poichè dice l'antico adagio semel in anno licet insanire, *anche noi, una volta tanto, approfittiamo di quella licenza, non dimenticando di mettervi quel tale pizzico di discrezione che non è mai di troppo.*

Del resto, lo strappo alla regola del riserbo è dovuto principalmente ad una causa che impegna sinceramente e profondamente l'animo nostro: l'obbligo in cui ci sentiamo di trovare, in questo ultimo numero dell'annata, quel tanto di spazio che basti a contenere un saluto ed un augurio per il prossimo Natale, la fine e il principio d'anno, che inviamo con spirito amicale a quanti ci seguono con simpatia e ci sorreggono con una fiducia tempratasi nelle dure prove dei tempi difficili. Graditeli, cari Lettori, con la stessa schiettezza di chi ve li manda.

Compiuto questo dovere di urbanità, e prima di posare la penna, ci sia consentito di fare, insieme con voi, una constatazione nella quale mettiamo una punta di legittimo orgoglio: quella di aver potuto mantenere la promessa fatta, all'inizio dell'anno che sta per finire, che avremmo posto ogni cura ed il massimo impegno perchè la rivista uscisse regolarmente, senza interruzioni e senza numeri doppi, a cui, purtroppo, in forza di circostanze e difficoltà a tempo e luogo opportunamente chiarite, dovemmo più volte ricorrere nei lunghi anni della guerra e del dopoguerra.

Il « fatto nuovo » della raggiunta puntualità non è sfuggito ai Lettori e agli Abbonati: abbiamo raccolto in uno speciale inserto le numerose lettere che ogni giorno ci pervengono in questo scorcio d'anno, da parte di fedeli ed affezionati amici, i quali ci sono prodighi di plausi e di rallegramenti. Rispondiamo a tutti codesti benevoli con un grazie cordiale, assicurandoli che è nostro proposito di perseverare su una direttiva che ha incontrato tanto favore e consenso.

Di una cosa vorremmo pregarvi, cari Lettori: mandateci meno bigliettini e lettere laudatorie, e più critiche e suggerimenti. Credete: la forma più attiva ed efficace di collaborazione è quella di dire sinceramente « questo va, e questo non va; quello è fatto bene così, ma sarebbe fatto meglio in un altro modo »; naturalmente precisando la sostanza di un tale modo migliore affinchè noi possiamo metterlo in atto. I nostri ventun anno di lavoro stanno a dimostrare, appunto, che noi siamo stati sempre aperti alle critiche ed abbiamo saputo avvantaggiarcene. Senza ombra di falsa modestia, noi crediamo fermamente che se « l'antenna » *è quella che è (cioè una delle più aggiornate riviste italiane di radiotecnica) il merito è solo in parte di chi la dirige e la compila; un'altra parte, e non la più trascurabile, spetta a coloro che ci mandano studi e saggi, o semplicemente utili consigli.*

Non dimenticate perciò, amici, che « l'antenna » *ha bisogno della vostra preziosa collaborazione in tutte le forme, sia con scritti, soluzioni, realizzazioni (che noi presenteremo al nostro pubblico nella veste più accurata) che con la continua ed assidua propaganda nella cerchia dei vostri amici e conoscenti. E perchè il nostro lavoro possa procedere e svilupparsi a passo sempre più celere e con accento di costante affinamento tecnico, abbiamo soprattutto bisogno di tre cose, le quali sono poi una cosa sola: abbonati abbonati abbonati. Gli abbonati (e siano affettuosamente ringraziati) sono già molti; ma se anche si centuplicassero non sarebbero mai di troppo. E' sul loro numero che si possono impostare e varare i più arditi programmi. Abbonatevi e fate che i vostri amici si abbonino: non avete modo più eloquente e pratico per dimostrare il vostro attaccamento a* « l'antenna », *nè noi più viva spinta a dar corpo incessante al più ed al meglio.*

« L'ANTENNA »

Il grande apparecchio di alta classe.

NOVA 6 N 7

SERIE "*Vocedoro*"

Voi potrete ascoltare con questo apparecchio le musiche di tutto il mondo. Grazie all'allargamento di gamma ottenuto scientificamente, le stazioni ad onde corte possono essere sintonizzate con grande facilità; come per magico incanto le stazioni scattano fuori al lieve tocco delle Vostre dita e tutti i programmi più famosi del mondo intiero vengono a Vostra disposizione nella Vostra stanza.

GAMME D'ONDA:
OM. 520 - 1605 Kc.
OC. 18,5 - 53,5 m.
OC. Banda 49 : da 46 a 51 m.
OC. Banda 41 : da 38 a 43 m.
OC. Banda 31 : da 30 a 32 m.
OC. Banda 25 : da 24 a 26 m.
OC. Banda 19 : da 18,5 - 20 m.

Apparecchio di grande classe 5 valvole più occhio magico - 7 gamme.
Gruppo a permeabilità P8/F con allargamento dl gamma a capacità.
Altoparlante Alnico V° "VOCEDORO,, da 240 mm. con grande eccitazione.
Grande scala parlante a specchio.
Alta stabilità - Gruppo bloccato.
Mobile con radiche di lusso.
Griglia altoparlante in "Saran,,
Trasformatore 110-220 Volt 42-60 periodi.
Trasformatori di M.F. di alto rendimento.
Controllo automatico di volume.
Speciale circuito di controreazione.
Filtro d'antenna per l'eliminazione delle interferenze.
3 Watt di uscita indistorti.
Controllo di tono a 3 posizioni.
Attacco per fonografo (presa fono).
Elevato coefficiente di sicurezza dei singoli componenti.
Valvole usate: 6TE8GT - 6SK7 - 6SQ7 - 6V6 - 6X5.
Dimensioni: 720 x 385 x 310 - Peso: Kg. 7 (con imballo)

MILANO
PIAZZALE LUIGI CADORNA, 11
TELEFONO 12.284

Spett. NOVA S. A. - P.zza Cadorna, 11 - Milano
Inviatemi listino 6N7
Sig. ....
(a/12)

Ascoltate la nostra pubblicità alla Radio ore 20,26 rete azzurra ed ore 20,52 rete rossa

ogni esigenza
ogni problema tecnico . . .
trovano soluzione con il materiale
GELOSO
S
A
ITALIA

LA TELEVISIONE IN ITALIA

Aggiornando i suoi lavori con la seduta odierna il *Comitato Nazionale Tecnico di Televisione* ha concluso, dopo 18 mesi di studi e riunioni collettive fra specialisti e rappresentanti dell'industria, nonchè a seguito dei lavori del Congresso e dimostrazioni presso l'Esposizione Internazionale di Milano, i lavori sulla sua proposta di standard per la televisione in Italia.

Le conclusioni sono le seguenti:

Per la televisione circolare, cioè per la televisione familiare, sono sufficienti 625 linee doppio interlacciato, 50 immagini al secondo, modulazione video negativa, modulazione di frequenza per i suoni e radiotrasmissione su onde metriche.

Per la televisione professionale, cioè per la televisione su schermo cinematografico, per la registrazione di films televisivi ed analoghi impieghi, sono richieste 1250 linee, 50 immagini al secondo, modulazione video negativa, modulazione di frequenza per suoni e radiotrasmissione su onde centimetriche e decimetriche.

Tutti i dettagli tecnici, norme e tolleranze rispettive di queste proposte saranno pubblicati dal Comitato entro il corrente anno nel rispettivo Bollettino a cura di una rispettiva Commissione nominata.

A commento delle conclusioni si può commentare che

— *per la televisione circolare* gli standards d'esportazione applicati dagli Stati Uniti e dall'Inghilterra sono quelli che più si avvicinano allo standard proposto dal C.N.T.T. per la televisione circolare in Italia;

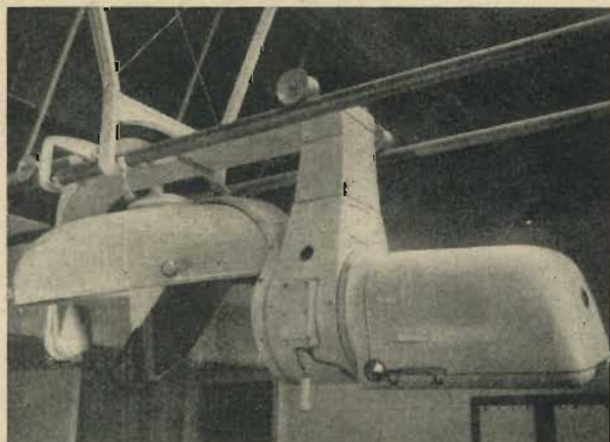
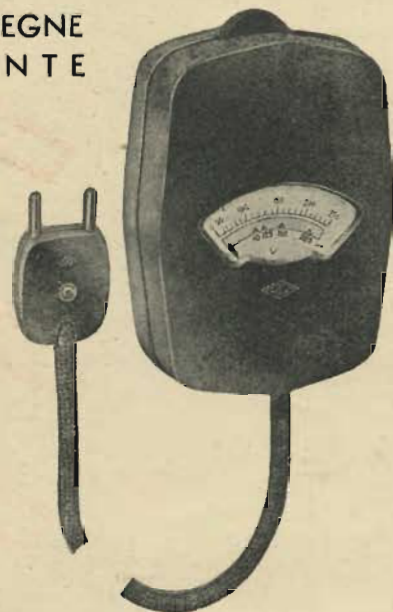
— *per la televisione professionale* invece lo standard che più si avvicina a quello proposto dal C.N.T.T. è lo standard ufficiale francese di televisione circolare.

Per quanto riguarda la fusione dei due standards circolare e professionale, anche secondo le proposte internazionali, (Barthélémy, Castellani, Mansion, Schröter) il C.N.T.T. afferma che la fusione presenta indiscutibili vantaggi tecnici ed economici, ma implica d'altra parte fattori politici e finanziari che possono essere decisi con profitto solamente da un Ente interministeriale.

Per il resto dei lavori nel campo delle Norme industriali e di fabbricazione dei vari complessi di televisione, il C.N.T.T. riprenderà gli studi secondo il programma stabilito per l'anno 1950.

LA TELEVISIONE

PER L'INSEGNAMENTO DELLA CHIRURGIA

All'ospedale Guy di Londra è stata installata una nuova Emitron televisiva, progettata in collaborazione con il direttore del reparto chirurgico di quell'ospedale. Si tratta di un equipaggiamento unico, del suo genere, il quale ha funzionato per la prima volta a scopo dimostrativo, l'11 maggio 1949. Durante questa prima dimostrazione è stata effettuata l'asportazione dell'appendice di un bambino trasmettendo l'operazione su opportuni schermi situati in una sala ad anfiteatro, attiguo alla sala operatoria. Agli osservatori era permesso di accedere alle gallerie della sala operatoria durante il corso dell'operazione, in modo da rendere possibile un raffronto diretto.

Gruppo di illuminazione e camera televisiva sulla quale è applicato un microfono per permettere al chirurgo di illustrare le fasi dell'operazione. La piccola leva di rotazione del complesso è visibile al centro della foto, nella parte inferiore.

METROSA
Mod. "FIDELIO"
5 VALVOLE RIMLOCK
2 GAMME D'ONDA
ALTOPARLANTE A
MAGNETE PERMANETE
ALIMENTAZIONE IN
CONTINUA E ALTERNATA
MOBILE ELEGANTE
IN LEGNI PREGIATI
GARANZIA SCRITTA
PER 6 MESI
BERSELLI
METROSA la radio dalla dolcissima
voce, trasmette in occasione delle
prossime festività, i migliori auguri a
tutti i propri affezionati ascoltatori.
METROSA

RADIO
ELECTA
musicalità
perfetta

Mentre fervono le discussioni sulle possibilità della televisione quale mezzo di insegnamento della medicina e della chirurgia questa realizzazione rappresenta il primo equipaggiamento a carattere permanente progettato e realizzato convenientemente in tutti i particolari in modo di soddisfare le particolari esigenze della professione del medico. Inoltre, in questa occasione era la prima volta che in Europa si provvedeva a televisionare operazioni chirurgiche.

L'equipaggiamento si compone di un meccanismo per le riprese televisive e di un gruppo di illuminazione a luce senza ombre. Fanno parte del gruppo di illuminazione le lenti e la camera di televisione; azionando una piccola leva, tutto il complesso può ruotare di 60 gradi per adattarsi alle operazioni intraprese su tavole inclinate, oppure può scorrere su una rotaia collocata superiormente in modo di riprendere in tutte le possibili posizioni il campo d'azione.

Il sistema delle lenti il quale viene comandato dalla camera di controllo, offre la possibilità di tre amplificazioni in modo che la riproduzione sullo schermo televisivo rappresenti, a piacere, una delle seguenti zone:

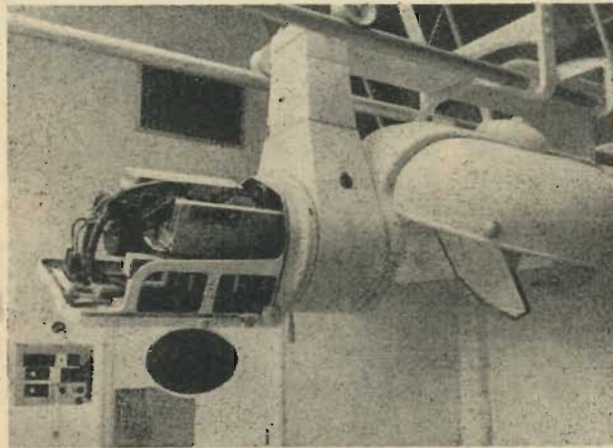
1) un campo di tutta l'area interessata ed approssimativamente della superficie dai 50 ai 62 cm^2;

2) una riproduzione approssimativa dell'ambiente in proporzione;

3) un ingrandimento di una parte dell'area interessata avente le dimensioni da 12 a 15 cm^2.

L'equipaggiamento video, collocato nella camera di controllo, contiene il tubo elettronico ed il generatore delle onde, di cui alcune parti componenti sono protette da coperture rinforzate con lamierini metallici, le protezioni hanno i fianchi smontabili in modo di consentire una buona accessibilità indispensabile per la manutenzione delle parti componenti l'equipaggiamento che sono montate su pannelli a cerniera.

I controlli dei movimenti sono raggruppati sul pannello frontale mentre i contatti di direzione e i tubi sono montati sul pannello posteriore e connessi fra loro per mezzo di cavi.

La camera di televisione impiega un tubo emitron che per l'alta sensibilità pur non richiedendo un aumento di illuminazione può funzionare con lenti di piccola apertura con il vantaggio di un fuoco di maggiore penetrazione nell'immagine ricevuta. Il tubo emitron è montato in un carrello con supporti su cuscinetti a sfere il quale per la messa a fuoco ottica viene automaticamente comandato e controllato da lontano.

L'equipaggiamento video nella camera di controllo comprende il tubo elettronico della camera e il generatore delle onde di cui varie parti sono protette con rivestimenti metallici smontabili in modo di permettere una facile accessibilità per la manutenzione delle parti componenti l'equipaggiamento che sono montate su pannelli a cerniera.

L'amplificatore direzionale e l'analizzatore sono montati in senso longitudinale per facilitare la manutenzione e l'eventuale smontaggio, e anche la camera può essere rapidamente smontata in caso di necessità.

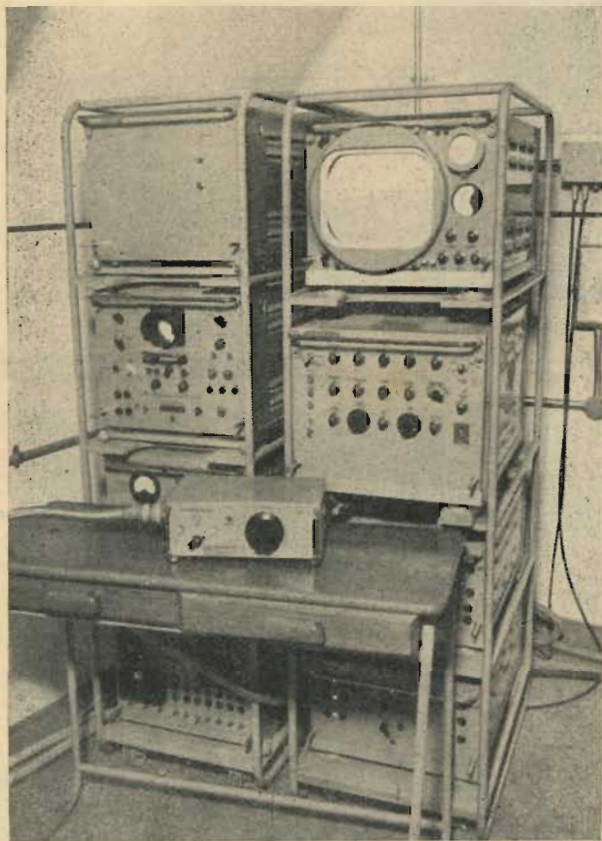
Un microfono è applicato al gruppo di illuminazione, sul lato opposto della camera in modo che il chirurgo possa illustrare le fasi dell'operazione.

La camera, il gruppo di illuminazione, e i cavi del suono e del controllo sono tutti collegati, per mezzo di tubi telescopici, al dispositivo di controllo il quale è collocato in un ambiente situato sulla galleria del teatro. Il dispositivo di controllo segue tutte le

operazioni necessarie per trasmettere l'immagine sull'apposito quadro e contiene il generatore delle onde.

L'amplificazione raccoglie in sè i circuiti per l'invio dei segnali televisivi, rendendoli sincroni, e tutte le onde necessarie per il funzionamento del tipo di camera impiegato.

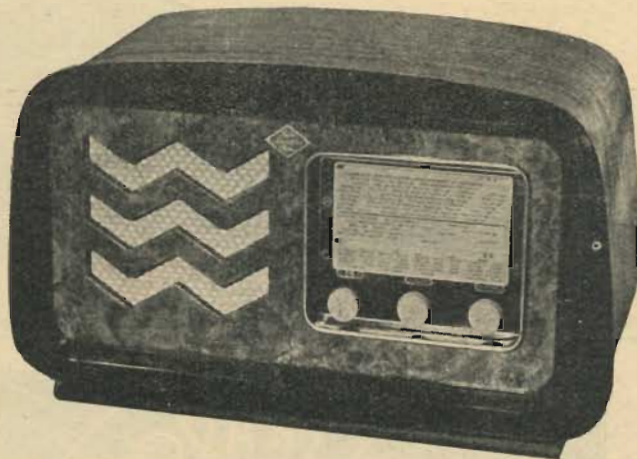
I segnali audio e video vengono trasmessi, mediante cavo, ai punti di osservazione ove si trovano gli studenti. Il sistema di analisi è basato sullo standard HMV, con tubo emiscope da 37 cm, leggermente modificato per essere in grado di trasformare i segnali ricevuti dal cavo.

(Usis).

I segnali audio e video vengono trasmessi ai punti di visione ove risiedono gli studenti, nella foto è riprodotto il dispositivo di controllo.

NOTIZIE DALLA GRAN BRETAGNA

La nuova stazione inglese di trasmissione televisiva, situata nel Midlands, che entrerà in funzione prima della fine dell'anno, sarà sette volte più potente di qualsiasi altra esistente negli Stati Uniti e servirà una popolazione di sei milioni e mezzo di persone. I programmi saranno trasmessi da Londra a più di 160 chilometri di distanza per mezzo di un cavo coassiale di nuovo disegno e di stazioni radio di collegamento poste ad intervalli di 48 chilometri l'una dall'altra, e che si dice siano tecnicamente più progredite di quelle d'oltre atlantico.

E' tipico dell'Inghilterra che questa bella stazione trasmittente sia solo la seconda ad essere impiantata. L'esperienza e la conoscenza inglese in materia di televisione non sono seconde a nessun altra: il progresso in questo campo è reale e basato su di una solida tecnica, ma non è spettacolare. Le difficoltà economiche hanno impedito una troppo facile espansione. Malgrado lo spazio ristretto e le limitate disponibilità finanziarie i produttori di Alexandra Palace non hanno nessuno che gli eguagli nella conoscenza della tecnica della televisione, che si differenzia grandemente da quella del palcoscenico o dello schermo.

Le macchine inglesi per la ripresa televisiva possono oggi funzionare letteralmente a lume di candela. Le trasmissioni di spettacoli all'aperto, quali le Olimpiadi del 1948 e le regate tra le Università di Oxford e di Cambridge, sono state viste contemporaneamente da circa un milione di persone; si dice che i documentari di attualità per la televisione siano tecnicamente migliori di quelli del cinematografo. Le pellicole sono ora televisionate con gran successo per mezzo dei nuovi « film scanners » inglesi e il controllo della macchina da presa, tanto nelle riprese interne che in quelle esterne, è stato portato alla perfezione.

Parti staccate per la costruzione di qualsiasi antenna rotativa direzionale

AD25 AD35 AD25 AD2 tubo anticorodal mm 60 AD35 AD25

AD6

tubo anticorodal mm 50

tubo ferro mm 60

AD7

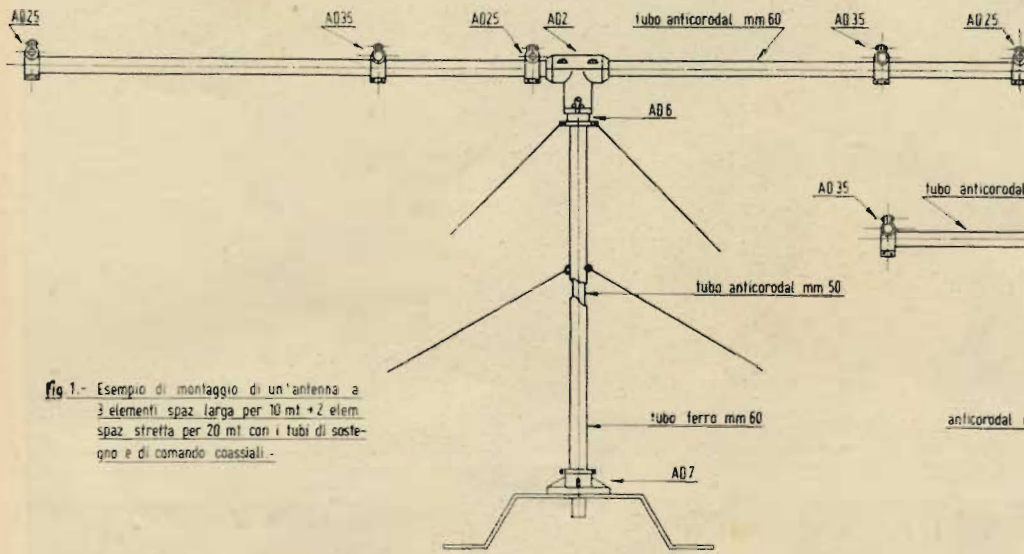



Fig 1.- Esempio di montaggio di un'antenna a 3 elementi spaz larga per 10 mt + 2 elem spaz stretta per 20 mt con i tubi di sostegno e di comando coassiali -

AD35 tubo anticorodal mm 60 AD1 AD35

AD3

anticorodal mm 50 tubo ferro mm 60

AD5

AD4

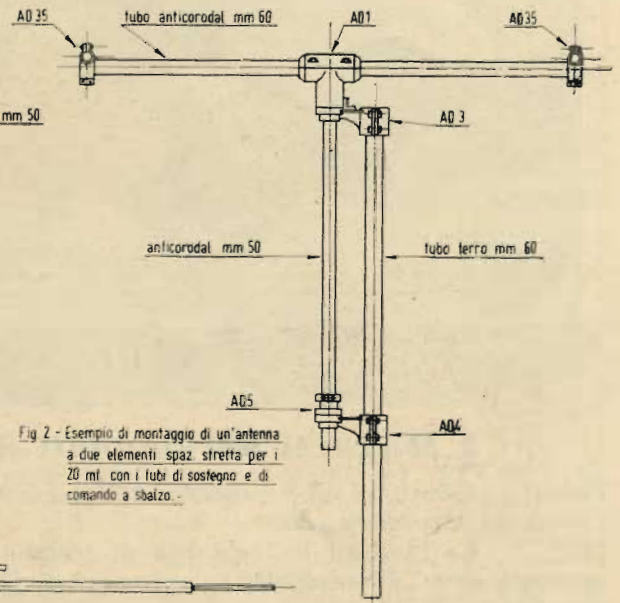



Fig 2 - Esempio di montaggio di un'antenna a due elementi spaz. stretta per i 20 mt con i tubi di sostegno e di comando a sbalzo.-

AD10 AD11 AD10

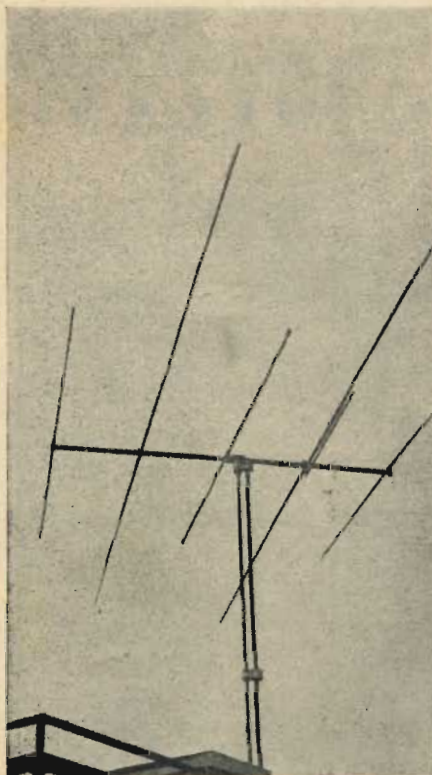
Fig 3 - Esempio di sistemazione di un "T match"

Antenna direzionale rotativa montata a 3 elementi per i 10 mt. e 2 elementi per i 20 mt.

TABELLA DEI PEZZI COMPONENTI

TIPO	PESO	DESCRIZIONE
AD1	5000	Supporto centr. a T per mont. a sbalzo
AD2	5000	" " " per mont. coassiali
AD3	3400	Supporto a mensola con cuscinetto reggispinta
AD4	3300	" " " " " di guida
AD5	800	Copricuscinetto
AD6	2600	Supporto coassiale con cuscinetto reggispinta
AD7	3100	Basamento con cuscinetto di guida
AD25	630	Porta elemento da mm 25
AD35	320	" " da mm 35
AD10	170	Colonna di supporto per T match
AD11	-	Fascetta per collegamento cavo
AD8	820	Copri-cuscinetto con fermo

LIONELLO NAPOLI - Viale Umbria 80 - Tel. 57.30.49 - **MILANO**

La nuova stazione inglese di televisione, situata a Sutton Coldfield, vicino a Birmingham, servirà una popolazione di sei milioni e mezzo di persone nel Midlands inglese. Questa stazione, che entrerà in funzione prima della fine del 1949, sarà sette volte più potente di qualsiasi altra degli Stati Uniti. I programmi saranno trasmessi da Londra a più di 160 chilometri di distanza, per mezzo di un cavo coassiale di nuovo disegno e di stazioni radio di collegamento poste a 46 chilometri una dall'altra. La fotografia mostra gli operai che, ad un'altezza di 122 metri dal suolo, stanno costruendo le nuove antenne che irradieranno la trasmissione televisiva della B.B.C. agli spettatori del Midlands.

Ed infine — ma non è certo la cosa meno importante — la produzione in massa di apparecchi riceventi è stata raggiunta solo dopo i progressi e l'esperienza che datano dal 1936. Essi raggiungono un alto livello di perfezione e i loro prezzi sono tra i più bassi del mondo.

Esperimenti Televisivi a Radiolympia

Più di 20 fabbricanti inglesi costruiscono apparecchi riceventi per televisione, e quattro fabbricano macchine per la trasmissione ed attrezzature per gli studi. La B.B.C. adopera tre tipi diversi di macchine da presa, tutte e tre di fabbricazione inglese. Sono stati fatti su larga scala esperimenti di televisione nei cinematografi, ma l'applicazione pratica è tenuta in sospeso in attesa di un accordo tra gli interessi dei cinematografi e la B.B.C.

Un servizio che si estende

Oggi in Inghilterra vengono usati circa 150.000 apparecchi riceventi per televisione. Si calcola che nel 1949 la produzione sarà circa di 200.000 apparecchi e che alla fine del 1950 ve ne saranno in uso 550.000.

La produzione era strettamente dipendente da quella delle valvole a raggi catodici e i fabbricanti sono stati restii a costruire impianti di estensione tale da permettere la produzione in massa di queste valvole, finchè non sono stati sicuri dell'estensione del mercato. Si pensa che tale estensione dipenda da tre fattori: dalla fiducia degli utenti nella dichiarazione governativa che sarà mantenuto il presente sistema a 405 linee; dal miglioramento dei programmi, e, in terzo luogo, da una rapida estensione della televisione al resto del paese.

Circa 150.000 apparecchi riceventi per televisione sono oggi in uso in Inghilterra. Si calcola che nel 1949 la produzione raggiungerà i 200.000 apparecchi e che alla fine del 1950 ve ne saranno in funzione più di mezzo milione. I programmi delle stazioni inglesi e le trasmissioni degli spettacoli all'aperto sono stati molto migliorati grazie all'esperienza dei produttori della British Broadcasting Corporation, ed al lavoro di ricerca dei fabbricanti inglesi di apparecchi per televisione. La fotografia mostra gli studi di Alexandra Palace a Londra mentre è in corso la trasmissione della rivista dell'Embassy Club.

Mentre i fabbricanti inglesi hanno dimostrato di saper costruire apparecchi anche più perfezionati per soddisfare le richieste degli altri paesi, non vi è dubbio che il sistema delle 405 linee è il più economico e l'unico di cui l'intera Inghilterra possa servirsi date le lunghezze d'onda disponibili. Inoltre sono in via di miglioramento i programmi dalle stazioni radio e le trasmissioni di spettacoli all'aperto.

Per quanto riguarda l'estensione alle altre province inglesi, è stata scelta una località che possa servire l'Inghilterra Settentrionale e che abbraccerà nel suo raggio altri dieci milioni di persone. Non è stata però ancora fissata la data di apertura di tale stazione nè delle altre che sorgeranno in Scozia e nell'Inghilterra Sud-Occidentale.

(A. REID).

IL RUOLO DELLA TECNICA ELETTRONICA NEI PIANI PER L'ENERGIA ATOMICA

L'Elettronica ha quattro possibilità principali d'applicazione ai piani per l'energia atomica: nel controllo dei reattori nucleari; nel lavoro sperimentale di fisica nucleare e chimica del radio; nella protezione della salute dei lavoratori e infine nella produzione di particelle altamente energetiche e di radiazioni.

Una pila atomica, o reattore nucleare, si compone normalmente di una certa quantità di uranio metallico posto in una pila di grafite. Quando la pila raggiunge una condizione critica, una catena di reazioni nucleari incomincia nell'uranio. Un nucleo d'uranio si scinde spontaneamente in due atomi pesanti, emettendo nel corso di tale processo un certo numero di particelle nucleari elementari — i neutroni. Questi neutroni hanno la proprietà di scindere un maggior numero di nuclei d'uranio, emettendo energia durante tale processo. In questo modo, si sviluppa una catena di reazioni, caratterizzata da una costante di riproduzione, K, della reazione stessa, costante che misura il numero di figli generato da ogni neutrone padre. Se K è maggiore dell'unità la popolazione di neutroni, e con esso lo sviluppo del calore, aumenta. L'ampiezza della costante di riproduzione è controllata spostando verso l'interno o l'esterno della pila un'asta di metallo contenente boro, che è un avido assorbitore di neutroni. Per elevare la potenza di una pila, le aste di controllo sono parzialmente arretrate, così che K aumenta al disopra dell'unità. Il valore della potenza aumenta allora in forma esponenziale in rapporto al tempo, la costante tempo variando inversamente all'eccesso di K utile. Quando il valore desiderato della potenza è raggiunto, le aste di controllo vengono spinte entro la pila, riducendo di nuovo K all'unità.

Il valore della potenza di erogazione è generalmente determinato misurando il numero di neutroni che entrano in una camera d'ionizzazione. Questi neutroni producono ionizzazione — e una debolissima corrente è raccolta e amplificata da circuiti amplificatori ad alta stabilità, che azionano dispositivi registratori e mettono in movimento dei meccanismi automatici di controllo che mantengono la potenza a un livello costante. In pra-

tica, il valore della potenza è mantenuto costante con l'approssimazione di un decimillesimo.

Le aste di controllo sono azionate da un amplificatore meccanico o altro conveniente servo-meccanismo e la loro posizione è riportata al tavolo di controllo e registrata da registratori scriventi, così da aversi traccia delle passate operazioni. Altre camere d'ionizzazione sono collegate attraverso amplificatori e liberano il meccanismo delle cosiddette aste di sicurezza, che sono condotte nell'interno della pila qualora il valore della potenza raggiunge un determinato limite.

Limite di sicurezza

La produzione del calore di una pila è accompagnata dalla liberazione di potenti radiazioni, neutroni, raggi gamma ed elettroni ad elevata velocità. Per la maggior parte, essi sono confinati nell'interno della pila da un rivestimento spesso da 1,70 m a 2,30 m, che riduce a un limite di sicurezza il numero delle radiazioni sfuggenti. Il limite di sicurezza che un essere umano può tollerare senza risentire nessun misurabile effetto fisico o biologico è ben conosciuto grazie all'esperienza della terapia coi raggi X e il radio. Il limite di sicurezza per i neutroni non è conosciuto con altrettanta sicurezza, benchè notevoli dati sperimentali siano stati raccolti durante la guerra. Si può misurare l'intensità dei raggi gamma e dei neutroni all'esterno della pila per mezzo di adatte camere d'ionizzazione — normalmente se ne hanno tre — una contenente argon ad alta pressione per la misurazione dei raggi gamma, una contenente idrogeno per misurare i neutroni veloci e una contenente trifluorite di boro per misurare i neutroni lenti. Le correnti d'ionizzazione sono amplificate e registrate da registratori, misuratori continui, allo scopo di avere una registrazione permanente.

L'intensità di queste radiazioni può variare da punto a punto in una pila sperimentale di laboratorio. Strumenti portatili di non assoluta precisione sono perciò impiegati dallo sperimentatore nel corso del suo lavoro, così che egli possa avere a portata di mano un registratore delle intensità della radiazione. Inoltre, tutti gli addetti al lavoro recano dei semplici dispositivi, costituiti da una pellicola fotografica che viene impressionata dalle radiazioni, e da una piccola camera d'ionizzazione a forma di ditale, che viene scaricata dalle radiazioni, e che mette in grado la sezione sanitaria di effettuare una continua sorveglianza sui pericoli dell'esposizione da parte del personale. In pratica, si riscontra che l'esposizione del personale è sensibilmente al disotto del « limite di sicurezza » ufficialmente accettato.

Occorre anche tenere sotto sorveglianza la leggera radioattività indotta nell'aria impiegata per raffreddare la pila, controllando che l'aria che raggiunge il livello del suolo sia perfettamente sicura per la salute. Pure qui, camere d'ionizzazione sono collocate sul terreno circondante la pila, per indicare il grado di radiazione avvertito.

Contatore di particelle

I fisici che lavorano con la pila debbono misurare accuratamente il numero di elettroni, neutroni e raggi gamma che entrano nei loro apparati. Nei primi tempi della radioattività, particolarmente nei primi lavori di Rutheford, gran parte del lavoro sperimentale veniva condotto con il semplice dispositivo dello schermo di scintillamento. Le particelle atomiche ad elevata velocità — in particolare i nuclei di elio — producono un minuscolo bagliore o scintille quando urtano contro uno schermo di solfito di zinco. Lo sperimentatore, seduto in una camera buia, e osservando lo schermo con un microscopio, può così contare il numero delle scintille. In pratica non è possibile contare più di 60 scintille al minuto senza confondersi. Oggi gli schermi di scintillamento vengono osservati mediante i moltiplicatori elettronici. In questo modo, è possibile vedere le più deboli scintille prodotte dagli elettroni e contare a ritmo eccezionalmente elevato, il che facilita grandemente gli esperimenti. In luogo d'impiegare schermi ricoperti di solfito di zinco, si usa naftalene — o antracene — la sostanza usata in pallottoline contro le tarme.

I neutroni lenti sono registrati da piccoli contatori di vetro contenenti trifluorito di boro. I neutroni scindono il boro, lanciando un nucleo di elio che produce ionizzazione, la quale viene misurata da apposito apparato.

Il computo è fatto dalla ben nota bilancia per contare nelle scale di 2, 4, 6, 8, oppure 10, 100, 1000. Tale bilancia è stata inventata, mi sembra, dal Dr. Wynn Williams nel Laboratorio Cavendish per lo sviluppo elettronico, nel periodo 1928-32. Gli impulsi provenienti dal contatore eccitano circuiti cosiddetti « flip-flop » provocando il passaggio delle correnti anodiche alternativamente in due triodi. Uno di questi triodi cede gli impulsi alla coppia vicina, e così via, cosicchè il decimo triodo cede la corrente ad ogni decimo impulso proveniente dal contatore. All'epoca di Cavendish si aveva una sola bilancia; oggi Cavendish avrà 50 bilancie e Harwell almeno 200.

Non soltanto i fisici abbisognano di queste bilancie. Esse cominciano ad essere strumento d'uso corrente per chimici e biologi e verranno impiegate in molte industrie.

Chimica del radio

I chimici di Harwell si dedicano ampiamente alla nuova branca della chimica — la chimica del radio —. Essi debbono concretare metodi atti a separare il plutonio dall'uranio e a fissare i prodotti radioattivi dopo che le aste di uranio metallico sono state rimosse dalla pila. I procedimenti chimici di separazione sono seguita dalla misurazione della radioattività delle soluzioni e dei residui dopo l'evaporazione. Il campione è preso e collocato in una coppetta poco profonda ed esposto, nel caso venga analizzato il plutonio, ad un contatore di particelle alfa. Il contatore consiste in una camera poco profonda piena di metano, così che le particelle alfa producono, grazie alla ionizzazione, degli elettroni che vengono raccolti sotto forma di corrente pulsante. Per poter lavorare con queste camere è necessario disporre di veloci amplificatori aventi una ampiezza di banda di forse un megaciclo. L'amplificatore aziona a sua volta la bilancia. A questo fine, i laboratori chimici dispongono di un certo numero di camere di computo, equipaggiate con strumenti capaci di registrare il tempo per ottenere, ad esempio, 10 mila conteggi sul campione. Un abbondante numero di campioni può essere disposto intorno all'orlo di una larga ruota dotata di movimento automatico, così da portare un campione dopo l'altro nella giusta posizione per registrare il tempo occorrente per 10 mila conteggi.

Il chimico deve essere accuratamente protetto da eccessive esposizioni alle radiazioni o alla polvere radioattiva. Egli lavora in speciali laboratori espressamente progettati, in cui una corrente d'aria trascina con sè ogni prodotto radioattivo dalle cappe a un condotto di scarico. Davanti alle cappe è sospesa una camera di ionizzazione, che registra l'intensità delle radiazioni alle quali il chimico è esposto. Segnalatori sono pure installati per misurare la concentrazione della polvere radioattiva. Prima di lasciare il suo laboratorio, il chimico lava accuratamente le mani e quindi le introduce in un apparecchio che misura la quantità di sostanze radioattive rimaste su di esso. Qualora fosse troppo alta, l'apparecchio fa risuonare un campanello e il chimico deve di nuovo pulirsi le mani. Dopo avere lasciato il suo laboratorio, egli si reca allo spogliatoio, e dopo essersi tolta la vestaglia e le soprascarpe un altro apparecchio esamina le scarpe, per accertare che egli non porti alcuna sostanza radioattiva che possa contaminare gli altri laboratori.

Gli altri dispositivi elettronici sono richiesti per segnalare le quantità di radioattività uscente dal suo laboratorio. Una tavola del Medical Research Council determina il limite di sicurezza della radioattività nell'acqua potabile — incidentalmente, esso è stato fissato a un valore 10 mila volte inferiore a quello delle acque dei Bagni di Spa, ed è quindi assolutamente sicuro —. Possiamo quindi rassicurare noi stessi e il Ministero dell'Igiene che quando le acque di scarico dei laboratori si gettano nel Tamigi esse non contengono attività maggiore di quella ammessa dal predetto limite di tolleranza.

Tutte queste previdenze di carattere igienico richiedono un'estesa organizzazione sanitaria, e ad Harwell si ha un complesso di circa 30 funzionari addetti a tale servizio.

Acceleratori di particelle

Mi rimane poco spazio da dedicare all'ultima applicazione degli elettroni — vale a dire allo sviluppo degli acceleratori di particelle ad alta velocità.

Si tratta di un'intera famiglia di nuove macchine. Sono già sufficientemente noti i ciclotroni. Ecco i successori: il sincro-ciclotrone, l'elettrone-sincrotrone, il proton sincrotrone, il betatrone, il bevatrone (da B.E.V., bilioni di elettroni-volt), l'acceleratore lineare e parecchi altri. Queste macchine sono progettate per produrre elettroni o protoni, dotati di energia di oltre mille milioni di volt, nell'intento di aprire nuove regioni della fisica — la fisica delle particelle elementari —. Accennerò soltanto a una di queste macchine: l'acceleratore lineare, con il quale sono stati compiuti notevoli lavori. In questa macchina il magnetrone da due megawatt è collegato all'estremità di un guidaonde in modo tale che un'onda viaggiante corre lungo il sistema di guida, restandone accelerata al momento della sua uscita. Gli elettroni sono immessi e trasportati a gruppi lungo l'onda elettronica ed escono all'estremità del sistema di guida dotati di energia pari a 4 milioni di elettroni-volt. Per ottenere energie ancora più elevate, ulteriori stadi possono essere collegati al guidaonde, e non esiste in teoria alcuna ragione perchè con questo metodo non sia possibile raggiungere energie dell'ordine di 500 milioni di volt.

(JOHN COCKROFT).

RESISTENZE CHIMICHE

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Le equazioni dell'oscillazione di rilassamento a dente di sega

(PARTE SECONDA)

dell'ing. Antonio Nicolich

Determinazione delle equazioni dei denti di sega

1. — Iniziamo ora coll'eseguire l'analisi armonica del tipo di dente di sega fondamentale di fig. 4, per il quale il tempo di ritorno $(1-m)T$ non possa essere trascurato; il tratto ascendente abbia la durata mT, il valore massimo sia A e il dente sia riferito ad un sistema di assi tali che il punto 0 coincida coll'origine, l'asse delle ascisse (tempo) colla base del dente e l'asse verticale delle ampiezze s sia orientato verso l'alto.

Si noti che mentre nella pratica oscillografica la costante m assume valori generalmente superiori a 0,5, la trattazione analitica seguente ammette per m qualsiasi valore compreso tra 0 e 1, escludendo però questi estremi, in quanto per $m = 0$ si avrebbe il dente di sega di fig. 2 *e*), per $m = 1$ si avrebbe il dente di sega di fig. 2 *d*), che sono entrambi funzioni diverse da quella rappresentata in fig. 4. Per questa ragione le equazioni dei denti di fig. 2 *d*) e 2 *e*) non sono immediatamente deducibili dall'equazione del dente di fig. 4 ponendo nell'espressione finale della $f(t)$ rispettivamente $m = 1$ e $m = 0$. Per ricavare le equazioni dei denti 2 *d*) e 2 *e*) conviene analizzare separatamente i due casi, ciò che sarà fatto più avanti in 5 e 6.

Consideriamo dunque la fig. 4. Occorre anzitutto determinare l'espressione analitica della $f(t)$ nel tratto OD, dove $0 \leq t \leq mT$, e nel tratto DC, dove $mT \leq t \leq T$, essendo T il periodo della $f(t)$.

Dalla nota formula della geometria analitica per la retta passante per due punti:

$$\frac{t - t_1}{t_2 - t_1} = \frac{f(t) - f(t_1)}{f(t_2) - f(t_1)} \qquad [10]$$

si ha per il segmento OD:

per $t_1 = 0$; $f(t_1) = 0$

per $t_2 = mT$; $f(t_2) = A$

sostituendo nella [10]:

$$\frac{t}{mT} = \frac{f(t)}{A}$$

$$f(t) = \frac{A}{mT}\, t \qquad [11]$$

per il segmento DC:

per $t_1 = mT$; $f(t_1) = A$

per $t_2 = T$; $f(t_2) = 0$

sostituendo nella [10]:

$$\frac{t - mT}{T - mT} = \frac{f(t) - A}{-A}$$

$$f(t) = \frac{A}{(1-m)\,T}\,(T - t) \qquad [12]$$

dalla 1ª delle [8] si ha successivamente:

$$A_0 = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\,dt = \frac{A}{T^2}\left[\int_0^{mT}\frac{t}{m}\,dt + \int_{mT}^{T}\frac{T-t}{1-m}\,dt\right] =$$

$$= \frac{A}{T^2}\left\{\left[\frac{t^2}{2m}\right]_0^{mT} + \left[\frac{Tt}{1-m} - \frac{t^2}{2(1-m)}\right]_{mT}^{T}\right\} = \frac{A}{T^2}\left\{\frac{mT^2}{2} + \frac{T^2}{1-m} - \frac{mT^2}{1-m} - \frac{T^2}{2(1-m)} + \frac{m^2T^2}{2(1-m)}\right\} = A\left\{\frac{1-m}{2(1-m)}\right\} = \frac{A}{2}$$

a) - Dente di sega invertito

b) - Dente di sega ideale riferito al centro

c) - Dente di sega ideale invertito riferito al centro

d) - Dente di sega ideale riferito alla base

Fig. 2 e) - Dente di sega invertito riferito alla base

Questo risultato era prevedibile, perchè, essendo la $f(t)$ funzione lineare compresa fra 0 e A, il suo valor medio è evidentemente $A/2$.

Dalla 2ª delle [8] si ha successivamente:

$$A_n = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\cos n\omega t\,dt = \frac{2A}{T^2}\left\{\int_0^{mT}\frac{t}{m}\cos n\omega t\,dt + \right.$$

$$\left. + \int_{mT}^{T}\left(\frac{T-t}{1-m}\right)\cos n\omega t\,dt\right\} = \frac{2A}{T^2}(C + D)$$

avendo posto:

$$C = \int_0^{mT}\frac{t}{m}\cos n\omega t\,dt\ , \quad \text{e} \quad D = \int_{mT}^{T}\left(\frac{T-t}{1-m}\right)\cos n\omega t\,dt.$$

Calcolo di C: per eseguire questa integrazione conviene assumere t come fattore finito, $\cos n\omega t dt$ come fattore differenziale

e operare col metodo di integrazione per parti applicando la formula:

$$\int \varphi\, d\psi = \varphi\psi - \int \psi\, d \qquad [13]$$

$$C = \int_0^{mT} \frac{t}{m} \cos n\omega t\,dt = \left[\frac{t\,sen\,n\omega t}{m\,n\omega} + \frac{\cos n\omega t}{m\,n^2\omega^2}\right]_0^{mT} =$$

$$= \left[\frac{T^2}{2\pi n}\,sen\,2\pi n m + \frac{T^2}{4\pi^2 n^2 m}\cos 2\pi n m - \frac{T^2}{4\pi^2 n^2 m}\right] = \frac{T^2}{2\pi n}\left(sen\,2\pi n m + \frac{\cos 2\pi n m}{2\pi n m} - \frac{1}{2\pi n m}\right).$$

Calcolo di D:

$$D = \frac{T}{(1-m)}\int_{mT}^{T} \cos n\omega t\,dt - \frac{1}{(1-m)}\int_{mT}^{T} t\cos n\omega t\,dt \quad .$$

applicando ancora la [13] per la valutazione del secondo integrale, si ottiene:

$$D = \frac{T}{(1-m)}\left[\frac{sen\,n\omega t}{n\omega}\right]_{mT}^{T} - \frac{1}{(1-m)}\left[\frac{t\,sen\,n\omega t}{n\omega} + \frac{\cos n\omega t}{n^2\omega^2}\right]_{mT}^{T} =$$

$$= -\frac{T^2\,sen\,2\pi n m}{2\pi n(1-m)} - \frac{1}{(1-m)}\left[\frac{T^2}{4\pi^2 n^2} - \frac{m\,T^2}{2\pi n}\,sen\,2\pi n m - \frac{T^2}{4\pi^2 n^2}\cos 2\pi n m\right] =$$

$$= -\frac{T^2}{2\pi n m(1-m)}\left[sen\,2\pi n m + \frac{1}{2\pi n} - m\,sen\,2\pi n m - \frac{1}{2\pi n}\cos 2\pi n m\right].$$

Sostituendo i valori così trovati per C e D nell'espressione di A_n, si ha:

$$A_n = \frac{2A}{T^2}(C+D) = \frac{A}{\pi n}\left\{sen\,2\pi n m + \frac{\cos 2\pi n m}{2\pi n m} - \frac{1}{2\pi n m} - \frac{1}{(1-m)}\left[(1-m)\,sen\,2\pi n m + \frac{1}{2\pi n} - \frac{\cos 2\pi n m}{2\pi n}\right]\right\} =$$

$$= \frac{A(\cos 2\pi n m - 1)}{2\pi^2 n^2 m(1-m)}. \qquad [14]$$

Dalla 3ª delle [8] si ha successivamente:

$$B_n = \frac{2}{T}\int_0^{T} f(t)\,sen\,n\omega t\,dt = \frac{2A}{T^2}\left\{\int_0^{mT}\frac{t}{m}\,sen\,n\omega t\,dt + \int_{mT}^{T}\left(\frac{T-t}{1-m}\right)sen\,n\omega t\,dt\right\} = \frac{2A}{T^2}(E+F).$$

Procedendo analogamente a quanto fatto per la valutazione di A_n, applicando la [11], si calcolano E, F, B_n come segue:

$$E = \int_0^{mT}\frac{t}{m}\,sen\,n\omega t\,dt = \left[-\frac{t\cos n\omega t}{m\,n\omega} + \frac{sen\,n\omega t}{n^2\omega^2}\right]_0^{mT} = \left[-\frac{mT^2}{2\pi n}\cos 2\pi n m + \frac{T^2}{4\pi^2 n^2}\,sen\,2\pi n m\right] =$$

$$= \frac{T^2}{2\pi n m}\left[-m\cos 2\pi n m + \frac{sen\,2\pi n m}{2\pi n m}\right].$$

$$F = \int_{mT}^{T}\left(\frac{T-t}{1-m}\right)sen\,n\omega t\,dt = \frac{1}{(1-m)}\left\{\int_{mT}^{T} T\,sen\,n\omega t\,dt - \int_{mT}^{T} t\,sen\,n\omega t\,dt\right\} =$$

$$= \frac{1}{(1-m)}\left\{\left[-\frac{T\cos n\omega t}{n\omega}\right]_{mT}^{T} - \left[-\frac{t\cos n\omega t}{n\omega} + \frac{sen\,n\omega t}{n^2\omega^2}\right]_{mT}^{T}\right\} =$$

$$= \frac{T^2}{(1-m)}\left\{-\frac{1}{2\pi n} + \frac{1}{2\pi n}\cos 2\pi n m + \frac{1}{2\pi n} - \frac{m}{2\pi n}\cos 2\pi n m + \frac{1}{4\pi^2 n^2}\,sen\,2\pi n m\right\} =$$

$$= \frac{T^2}{2\pi n(1-m)}\left\{(1-m)\cos 2\pi n m + \frac{sen\,2\pi n m}{2\pi n}\right\}.$$

$$B_n = \frac{2A}{T^2}(E+F) = \frac{A}{\pi n}\left[\frac{(1-m)\,sen\,2\pi n m + m\,sen\,2\pi n m}{2\pi n m(1-m)}\right] = \frac{A\,sen\,2\pi n m}{2\pi^2 n^2 m(1-m)}. \qquad [15]$$

Sostituendo le espressioni testè determinate di A_0, A_n, B_n nella [9] si ottiene in definitiva per la $f(t)$ di fig. 4:

$$f(t) = \frac{A}{2} + \frac{A}{2\pi^2 n^2 m(1-m)}\sum_{1}^{p}{}_{n}\left\{(\cos 2\pi n m - 1)\cos n\omega t + sen\,2\pi n m \cdot sen\,n\omega t\right\} =$$

$$= \frac{A}{2} + \frac{A}{2\pi^2 n^2 m(1-m)}\sum_{1}^{p}{}_{n}\left\{\cos n(2\pi n - \omega t) - \cos n\omega t\right\}. \qquad [16]$$

2. — Consideriamo ora il dente di sega invertito di fig. 5 corrispondente a quello di fig. 2 *a*). La $f(t)$ è anche in questo caso composta di due segmenti rettilinei, a ciascuno dei quali compete un'espressione analitica propria. L'equazione della $f(t)$ per il segmento BC, dove valgono le diseguaglianze $0 < t < mT$, è facilmente ricavabile ricordando l'espressione segmentaria della retta:

$$\frac{t}{p} + \frac{f(t)}{q} = 1 \qquad [17]$$

in cui p e q sono le intercette della retta passante per B e C sui due assi coordinati: in questo caso si ha:

$$p = mT \; ; \qquad q = A \; ,$$

sostituendo nella [17]:

$$\frac{t}{mT} + \frac{f(t)}{A} = 1$$

da cui:

$$f(t) = A\left(1 - \frac{t}{mT}\right) \qquad [18]$$

Per il segmento CD, dove sono valide le diseguaglianze $mT < t < T$, dall'esame della fig. 5 si ricava:

$$\text{per } t_1 = mt; \qquad f(t_1) = 0$$
$$\text{per } t_2 = T\; ; \qquad f(t_2) = A$$

Sostituendo questi valori nella [10] avremo:

$$\frac{t - mT}{(1 - m)T} = \frac{f(t)}{A}$$

da cui

$$f(t) = \frac{A\,(t - mT)}{(1 - m)T} \qquad [19]$$

Ricavate così le $f(t)$ per i due rami, procedendo in modo del tutto analogo al caso precedente 1°, adottando *altresì* i simboli A_{0_1}, A_{n_1}, B_{n_1} al posto dei corrispondenti A_0, A_n, B_n del caso 1° allo scopo di evitare confusioni, si ha successivamente:

— dalla 1ª delle [8]:

Fig 4

Fig 5

Fig. 6

Fig 7

Fig 8

Fig 9

Fig 10

Fig 11

$$A_{0_1} = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\,dt = \frac{A}{T}\left\{\int_0^{mT}\left(1 - \frac{t}{mT}\right)dt + \int_{mT}^{T}\frac{t - mT}{(1 - m)T}\,dt\right\} = \frac{A}{T}\left\{\left[t - \frac{t^2}{2mT}\right]_0^{mT} + \frac{1}{(1 - m)\,T}\left[\frac{t^2}{2} - m\,Tt\right]_{mT}^{T}\right\} =$$

$$= \frac{A}{T}\left\{mT - \frac{mT}{2} + \frac{1}{(1 - m)}\left[\frac{T}{2} - mT - \frac{m^2\,T}{2} + m^2\,T\right]\right\} = A\left\{\frac{1 - m}{2\,(1 - m)}\right\} = \frac{A}{2}$$

— dalla 2ª delle [8]:

$$A_{n_1} = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\cos n\,\omega\,t\,dt = \frac{2A}{T}\left\{\int_0^{mT}\left(1 - \frac{t}{mT}\right)\cos n\,\omega\,tdt + \int_{mT}^{T}\frac{t - mT}{(1 - m)\,T}\cos n\,\omega t\,dt\right\} = \frac{2\,A}{T}\,(C_1 + D_1)\,.$$

Calcolo C_1:

$$C_1 = \int_0^{mT}\left(1 - \frac{T}{mT}\right)\cos n\,\omega t\,dt = \int_0^{mT}\cos n\,\omega t\,dt - \frac{1}{mT}\int_0^{mT} t\cos n\omega t dt = \left[\frac{sen\,n\,\omega\,t}{n\,\omega}\right]_0^{mT} - \frac{1}{mT}\left[\frac{t\,sen\,n\,\omega t}{n\,\omega} + \frac{\cos n\,\omega\,t}{n^2\,\omega^2}\right]_0^{mT} =$$

$$= \frac{T}{2\,\pi\,n}\,sen\,2\,\pi\,n\,m - \frac{1}{m}\left[\frac{m}{2\,\pi\,n}\,sen\,2\,\pi\,n\,m + \frac{T}{4\,\pi^2\,n^2}\cos 2\,\pi\,n\,m - \frac{T}{4\,\pi^2\,n^2}\right] = \frac{T\,(1 - \cos 2\,\pi\,n\,m)}{4\,\pi^2\,n^2\,m}\,.$$

Calcolo di D_1:

$$D_1 = \int_{mT}^{T}\frac{t - mT}{(1 - m)\,T}\cos n\,\omega\,tdt = \frac{1}{(1 - m)\,T}\left\{\int_{mT}^{T} t\cos n\,\omega t\,dt - mT\int_{mT}^{T}\cos n\,\omega\,t\,dt\right\} =$$

$$= \frac{1}{(1 - m)T}\left[\frac{t\,sen\,n\,\omega\,t}{n\,\omega} + \frac{\cos n\,\omega\,t}{n^2\,\omega^2} - \frac{m\,T\,sen\,n\,\omega\,t}{n\,\omega}\right]_{mT}^{T} = \frac{1}{(1 - m)}\left[\frac{T}{2\,\pi\,n}\,sen\,2\,\pi\,n + \frac{T}{4\,\pi^2\,n^2}\cos 2\,\pi\,n - \frac{m\,T}{2\pi n}\,sen\,2\,\pi\,n\,m -\right.$$

$$\left. - \frac{T}{4\,\pi^2\,n^2}\cos 2\,\pi\,n\,m - \frac{mT}{2\,\pi\,n}\,sen\,2\,\pi\,n\,m + \frac{m\,T}{2\,\pi\,n}\,sen\,2\,\pi\,n\,m\right] = \frac{T\,(1 - \cos 2\,\pi\,n\,m)}{4\,\pi^2\,n^2\,(1 - m)}$$

Sostituendo i valori ora determinati per C_1 e D_1 nell'espressione di A_{n_1} si ottiene:

$$A_{n_1} = \frac{2\,A}{T}\,(C_1 + D_1) = \frac{A}{2\,\pi^2\,n^2}\left[\frac{1 - \cos 2\,\pi\,n\,m}{m} + \frac{1 - \cos 2\,\pi\,n\,m}{1 - m}\right] = \frac{A\,(1 - \cos 2\,\pi\,n\,m)}{2\,\pi^2\,n^2\,m\,(1 - m)} \qquad [20]$$

Confrontando la [20] colla [14] si constata che:

$$A_{n_1} = -A_n$$

Dalla 3ª delle [8]:

$$B_{n_1} = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\, sen\, n\,\omega\, t dt = \frac{2A}{T}\left\{\int_0^{mT}\left(1-\frac{t}{mT}\right) sen\, n\,\omega\, t dt + \int_{mT}^{T}\frac{t-mT}{(1-m)T}\, sen\, n\,\omega\, t dt\right\} = \frac{2A}{T}(E_1+F_1)$$

Calcolo di E_1:

$$E_1 = \int_0^{mT}\left(1-\frac{t}{mT}\right) sen\, n\,\omega\, t dt = \int_0^{mT} sen\, n\,\omega\, t dt - \frac{1}{mT}\int_0^{mT} t\, sen\, n\,\omega\, t dt = \left[-\frac{\cos n\,\omega t}{n\,\omega} - \frac{1}{mT}\left(-\frac{t\cos n\,\omega\, t}{n\,\omega} + \frac{sen\, n\,\omega\, t}{n^2\omega^2}\right)\right]_0^{mT} =$$

$$= \left[-\frac{T}{2\pi n}\cos 2\pi n m + \frac{T}{2\pi n} + \frac{T}{2\pi n}\cos 2\pi n m - \frac{T\, sen\, 2\pi n m}{4\pi^2 n^2 m}\right] = \frac{T}{2\pi n}\left(1 - \frac{sen\, 2\pi n m}{2\pi n m}\right).$$

Calcolo di F_1:

$$F_1 = \int_{mT}^{T}\frac{t-m\,T}{(1-m)\,T}\, sen\, n\,\omega\, t dt = \frac{1}{(1-m)\,T}\left\{\int_m^T t\, sen\, n\,\omega\, t dt - m\,T\int_m^T sen\, n\,\omega\, t dt\right\} =$$

$$= \frac{1}{(1-m)\,T}\left[-\frac{t\cos n\,\omega\, t}{n\,\omega} + \frac{sen\, n\,\omega\, t}{n^2\,\omega^2} + \frac{m\,T\cos n\,\omega\, t}{n\,\omega}\right]_{mT}^{T} =$$

$$= \frac{1}{(1-m)}\left[-\frac{T}{2\pi n}\cos 2\pi n + \frac{m\,T}{2\pi n}\cos 2\pi n m - \frac{T}{4\pi^2 n^2}\, sen\, 2\pi n m + \frac{m\,T}{2\pi n}\cos 2\pi n - \frac{m\,T}{2\pi n}\cos 2\pi n m\right] =$$

$$= \frac{1}{(1-m)}\left[-\frac{T(1-m)}{2\pi n} - \frac{T}{4\pi^2 n^2}\, sen\, 2\pi n m\right] = -\frac{T}{2\pi n}\left[1 + \frac{sen\, 2\pi n m}{2\pi n(1-m)}\right].$$

Sostituendo i valori testè determinati di E_1, F_1 nell'espressione di B_{n_1} si ottiene:

$$B_{n_1} = \frac{2A}{T}(E_1+F_1) = \frac{A}{\pi n}\left[1 - \frac{sen\, 2\pi n m}{2\pi n m} - 1 - \frac{sen\, 2\pi n m}{2\pi n(1-m)}\right] = -\frac{A}{2\pi^2 n^2}\left\{\frac{(1-m)\, sen\, 2\pi n m + m\, sen\, 2\pi n m}{m(1-m)}\right\} =$$

$$= -\frac{A\, sen\, 2\pi n m}{2\pi^2 n^2 m(1-m)} \qquad [21]$$

Confrontando la [21] colla [15] si constata che:

$$B_{n_1} = -B_n .$$

Sostituendo le espressioni ora ottenute per A_{o_1}, A_{n_1}, B_{n_1} nella [9] si ottiene in definitiva per la $f(t)$ di fig. 5:

$$f(t) = \frac{A}{2} + \frac{A}{2\pi^2 n^2 m(1-m)}\sum_1^p n\left\{(1-\cos 2\pi n m)\cos n\,\omega\, t - sen\, 2\pi n m\, .\, sen\, n\,\omega\, t\right\} =$$

$$= \frac{A}{2} + \frac{A}{2\pi^2 n^2 m(1-m)}\sum_1^p n\left\{\cos n\,\omega\, t - \cos n(2\pi m - \omega\, t)\right\} = \frac{A}{2} - \frac{A}{2\pi^2 n^2 m(1-m)}\sum_1^p n\left\{\cos n(2\pi m - \omega t) - \cos n\,\omega\, t)\right\}$$

Confrontando la [22] colla [16] si constata che le due equazioni della $f(t)$ dei denti di fig. 4 e 5 sono identiche, salvo che nel caso di fig. 4 al termine costante $A/2$ deve essere aggiunta la sommatoria del secondo termine, mentre nel caso di fig. 5 al medesimo termine costante deve essere sottratta la stessa sommatoria.

3. — La fig. 6 contempla il caso di un dente di sega normale, ma situato tutto al di sotto dell'asse del tempo t. Ricercando le equazioni della $f(t)$ per i due segmenti BC e CD, si trova:

per il tratto BC:

$$\frac{t}{mT} + \frac{f(t)}{A} = 1 \quad \text{da cui:}$$

$$f(t) = \left(1 - \frac{t}{m\,T}\right) A \quad \text{identica alla [18]:}$$

per il tratto CD:

per $t_1 = mT$: $\quad f(t_1) = 0$

per $t_2 = T$: $\quad f(t_2) = A$

Sostituendo nella [10]:

$$f(t) = \frac{A(t - m\,T)}{(1-m)\,T} \quad \text{identica alla [19].}$$

Dunque il caso della fig. 6 viene ricondotto al caso della fig. 5 e si può senz'altro affermare che la $f(t)$ sarà rappresentata, anche per la fig. 6, da un'equazione del tipo [22].

4. — La fig. 7 contempla il caso del dente di sega invertito, situato tutto al di sotto dell'asse del tempo t. Ricercando le equazioni della $f(t)$ per i segmenti OB e BC, si trova:

per il tratto OB:

per $t_1 = 0$: $\quad f(t_1) = 0$

per $t_2 = mT$: $\quad f(t_2) = A$

sostituendo nella [10] si ottiene:

$$\frac{t}{mT} = \frac{f(t)}{A}$$

da cui:

$$f(t) = \frac{A}{mT}\, t \quad \text{identica alla [11]:}$$

per il tratto BC:

per $t_1 = mT$: $\quad f(t_1) = A$

per $t_2 = T$: $\quad f(t_2) = 0$

sostituendo nella [10] si ottiene:

$$\frac{t - mT}{(1-m)\,T} = \frac{f(t) - A}{-A}$$

da cui:

$$f(t) = \frac{A(T - t)}{(1-m)\,T} \quad \text{identica alla [12].}$$

Dunque il caso di fig. 7 viene ricondotto al caso di fig. 4 e si può senz'altro affermare che la $f(t)$ sarà rappresentata, anche per la fig. 7, da un'equazione del tipo [16].

5. — La fig. 8 contempla il caso del dente di sega perfetto (già riportato in fig. 2 *b*), in cui il tempo di ritorno è ridotto a zero; in tal caso è $m = 1$.

Il dente è riferito ad un sistema d'assi, la cui origine è posta al centro del tratto obliquo BC del dente stesso.

E' conveniente allora eseguire l'integrazione fra $-(T/2)$ e $+(T/2)$ anzichè fra 0 e T come per i casi precedenti.

Le costanti della serie di Fourier sono qui designate coi simboli A_{0_2}, A_{n_2}, B_{n_2}.

L'equazione del tratto BC, dove sono valide le diseguaglianze $-(T/2) < t < T/2$, si ricava facilmente coll'ausilio della [10]:

$$\text{per } t_1 = -\frac{T}{2} \quad ; \quad f(t_1) = -\frac{A}{2}$$

$$\text{per } t_2 = +\frac{T}{2} \quad ; \quad f(t_2) = +\frac{A}{2}$$

$$\frac{t + \frac{T}{2}}{T} = \frac{f(t) + \frac{A}{2}}{A}, \quad \text{da cui:} \quad f(t) = \frac{A}{T}\,t \qquad [23]$$

Procedendo al solito modo si ha dalla 1ª delle [8]:

$$A_{0_2} = \frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} f(t)\,dt = \frac{A}{T^2}\int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} t\,dt = \frac{A}{T^2}\left[\frac{t^2}{2}\right]_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} = 0$$

Questo risultato era del tutto prevedibile, atteso il significato di A_{0_2}, infatti il valor medio del diagramma di fig. 8 è evidentemente nullo.

Dalla 2ª delle [8]:

$$A_{n_2} = \frac{2}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t)\cos n\omega t\,dt = \frac{2A}{T^2}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} t\cos n\omega t\,dt = \frac{2A}{T^2}\left[\frac{t\,sen\,n\omega t}{n\omega} + \frac{\cos n\omega t}{n^2\omega^2}\right]_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} =$$

$$= \frac{A}{2\pi n}\left|sen\,\pi n + \frac{\cos \pi n}{\pi n} + sen(-\pi n) - \frac{\cos(-\pi n)}{\pi n}\right| = 0.$$

anche questo risultato era prevedibile, perchè il diagramma è simmetrico.

Dalla 3ª delle [8]:

$$B_{n_2} = \frac{2}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t)\,sen\,n\omega t\,dt = \frac{2A}{T^2}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} t\,sen\,n\omega t\,dt = \frac{2A}{T^2}\left[-\frac{t\cos n\omega t}{\omega n} + \frac{sen\,n\omega t}{n^2\omega^2}\right]_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}}$$

$$= \frac{A}{2\pi n}\left|-\cos\pi n + \frac{sen\,\pi n}{\pi n} - \cos(-\pi n) - \frac{sen(-\pi n)}{\pi n}\right| = \frac{A}{2\pi n}[+2] = \frac{A}{\pi n} \quad \text{per } n \text{ dispari}$$

$$B_{n_2} = \frac{A}{2\pi n}[-2] = -\frac{A}{\pi n} \quad \text{per } n \text{ pari}$$

Sostituendo nella [9]:

$$f(t) = \frac{A}{\pi}\sum_1^p{}_n \frac{(-1)^{n-1}}{n}\,sen\,n\omega t = \frac{A}{\pi}\left(sen\,\omega t - \frac{1}{2}\,sen\,2\omega t + \frac{1}{3}\,sen\,3\omega t - \frac{1}{4}\,sen\,4\omega t + ...\right) \qquad [24]$$

Dunque la serie per la $f(t)$ di fig. 8 presenta i segni alternati.

6. — La fig. 9 contempla il caso del dente di sega invertito (già riportato in fig. 2 *c*) nelle stesse condizioni di riferimento del dente di fig. 8.

Ricercando l'equazione del segmento BC, dove sono valide le diseguaglianze $-(T/2) < t < +(T/2)$, si trova:

$$\text{per } t_1 = -\frac{T}{2} \quad ; \quad f(t_1) = \frac{A}{2}$$

$$\text{per } t_2 = +\frac{T}{2} \quad ; \quad f(t_2) = -\frac{A}{2}$$

Sostituendo nella [10]:

$$\frac{t + \frac{T}{2}}{T} = \frac{f(t) - \frac{A}{2}}{-A}, \quad \text{da cui:}$$

$$f(t) = -\frac{A}{T} \qquad [25]$$

Dal confronto della [25] colla [23] si deduce che la $f(t)$ sarà rappresentata da un'equazione del tipo [24] col segno cambiato, cioè:

$$f(t) = \frac{A}{\pi}\sum_1^p \frac{(-1)^n}{n}\,sen\,n\omega t = \frac{A}{\pi}\left(-sen\,\omega t + \frac{1}{2}\,sen\,2\omega t - \frac{1}{3}\,sen\,3\omega t + ...\right) \qquad [26]$$

Ciò conferma il risultato già acquisito dalle [22] e [16] che la inversione del dente di sega comporta la moltiplicazione per -1 della sommatoria nella serie di Fourier.

Dalla [26] appare inoltre che anche la serie per la $f(t)$ di fig. 9 presenta i segni alternati.

7. — La fig. 10 contempla il caso del dente di sega perfetto (già riportato in fig. 2 *d*), in cui il tempo di ritorno è nullo ($m = 1$), situato tutto superiormente all'asse del tempo t.

Ricercando l'equazione del segmento OB, dove sono valide le diseguaglianze $0 < t < T$, si trova coll'ausilio della [10]:

$$\text{per } t_1 = 0 \; : \quad f(t_1) = 0$$

$$\text{per } t_2 = T \; : \quad f(t_2) = A$$

$$\frac{t}{T} = \frac{f(t)}{A}, \quad \text{da cui:}$$

$$f(t) = \frac{A}{T}\,t \qquad [27]$$

Indicando con A_{0_3}, A_{n_3}, B_{n_3} le costanti della serie di Fourier per la fig. 10, dalla 1ª delle [8] si ottiene:

$$A_{0_3} = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\,dt = \frac{A}{T^2}\left[\frac{t^2}{2}\right]_0^T = \frac{A}{2}$$

dalla 2ª delle [8]:

$$A_{n_3} = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\cos n\omega t\,dt = \frac{2A}{T^2}\int_0^T t\cos n\omega t\,dt = \frac{2A}{T^2}\left[\frac{t\,sen\,n\omega t}{n\omega} + \frac{\cos n\omega t}{n^2\omega^2}\right]_0^T = \frac{2A}{T^2}\left[\frac{T^2}{4\pi^2 n^2} - \frac{T^2}{4\pi^2 n^2}\right] = 0.$$

dalla 3ª delle [8]:

$$B_{n_3} = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\,sen\,n\omega t\,dt = \frac{2A}{T^2}\int_0^T t\,sen\,n\omega t\,dt = \frac{2A}{T^2}\left[-\frac{t\cos n\omega t}{n\omega} + \frac{sen\,n\omega t}{\omega^2}\right]_0^T = \frac{2A}{T^2}\left[-\frac{T^2}{2\pi n}\right] = -\frac{A}{\pi n}$$

Sostituendo i valori testè determinati di A_{0_3}, A_{n_3}, B_{n_3} nella [9] si ha:

$$f(t) = \frac{A}{2} - \frac{A}{\pi}\sum_1^p{}_n \frac{1}{n}\,sen\,n\omega t = \frac{A}{2} - \frac{A}{\pi}\left(sen\,\omega t + \frac{1}{2}\,sen\,2\omega t + \frac{1}{3}\,sen\,3\omega t + ...\right) \qquad [28]$$

(segue a pagina 554)

RICERCATORE DI GUASTI

SIGNAL TRACER

di Luciano Porretta

La ricerca dei guasti nei radioricevitori a prescindere dalla particolare capacità dell'operatore, comporta un esame secondo un criterio logico delle parti componenti il circuito partendo dal tubo convertitore al tubo finale di B.F. o viceversa. Tale operazione si esegue normalmente con uno strumento universale che permette misure di tensione, corrente e resistenza, ma più delle volte, dopo aver riscontrato che tutte le tensioni agli elettrodi dei tubi sono esatte l'apparecchio rimane ancora muto: ciò può derivare da eventuali capacità o induttanze interrotte od in perdita. La loro individuazione comporta il distacco per lo meno di un solo punto dal circuito per poter effettuarne la misura con un eventuale strumento. Il metodo della ricerca dei guasti mediante uno strumento che dia un'indicazione uditiva dei

Fig. 1 - *Circuito impiegato. Deriva dal classico multivibratore di Abraham-Bloch.*

segnali comporta un tempo minore ed una minore capacità dell'operatore e consente che lo strumento possa venir connesso in qualsiasi parte del circuito senza portare alcuna modifica al circuito stesso. Su questi criteri si sono orientati gli attuali « Signal Tracer » che sono apparsi da poco sul mercato italiano e da molto tempo su quello americano.

Mentre nei comuni « Signal Tracer » è sempre necessario applicare all'ingresso del ricevitore od amplificatore un segnale e quindi ricercare con lo strumento lo stadio difettoso, con il ricercatore descritto non occorre l'applicazione di un segnale e si realizza una più agevole operazione.

Nello schema di fig. 1 è rappresentato il circuito impiegato. Esso deriva dal classico multivibratore di Abraham e Bloch la cui particolarità più spiccata è la mancanza assoluta di qualsiasi circuito oscillante. Esso viene accordato dimensionando opportunamente i componenti resistivi e capacitivi. Questo circuito va usato con due tubi perfettamente simmetrici ed identici o con un tubo doppio come nel caso presente.

La frequenza dipende dalla costante di tempo del circuito e con un piccolissimo errore può venire espressa da $R_g \cdot C_g$. Si può con buona approssimazione calcolare la frequenza fondamentale con la seguente espressione:

$$f = \frac{1}{C_1 R_2 + C_2 R_1}$$

E' sufficiente che l'accordo di $R_g \cdot C_g$ sia approssimato dato che il circuito viene sia pure debolmente trascinato ad oscillare all'unisono dalla frequenza eccitatrice.

L'ampiezza del segnale è legata alla tensione anodica, però a frequenze elevate essa dipende pure dalle capacità interelettrodiche dei tubi. Secondo l'uso cui è destinato, il multivibratore deve venir eccitato con una frequenza opportuna.

Nel caso presente si è scelta una frequenza fondamentale circa sui 2500 Hz e come frequenza eccitatrice si sfrutta un'armonica della rete luce.

Costruzione

Tutti i componenti il circuito compreso il tubo miniatura sono sistemati in una custodia cilindrica della forma di un grosso puntale; da ciò si comprenderà la necessità di adoperare componenti di dimensioni ridottissime. Il trasformatore di accensione è stato ricavato riavvolgendo il secondario di un normale trasformatorino per lumini votivi.

L'interno del puntale è stato isolato con uno strato di tela sterlingata incollata con della resina. Per i collegamenti dal trasformatore allo zoccolo della valvola è stato usato del filo di rame sufficientemente rigido che dà al complesso una buona rigidità.

Dalla foto ci si può rendere conto ancora meglio di come sono disposti i componenti.

Uso dello strumento

Per le precise caratteristiche del circuito viene generato un numero elevato di armoniche che distano tra loro di 2.5 kHz e si succedono oltre i 20 MHz, in tal modo lo strumento può venire usato su tutte le gamme di un moderno radio-ricevitore od amplificatore.

Il suo impiego è assai semplice. Il puntale verrà applicato successivamente alle griglie del ricevitore in esame partendo dalla convertitrice alla finale o viceversa.

Il controllo può essere effettuato o con l'ascolto dell'altoparlante o con un misuratore di uscita sul trasformatore dell'altoparlante.

Lo strumento può venire inoltre usato per una delicata operazione, cioè la regolazione del condensatore « padding ». Eseguendo questa operazione con un normale oscillatore modulato riesce difficile ottenere un buon allineamento del circuito di aereo e dell'oscillatore, dovendo eseguire la taratura su diversi punti della gamma. Usando invece un multivibratore che non emette una sola frequenza, ma tutta una gamma, basterà eseguire l'al-

(segue a pagina 555)

Fig. 2 - *V1 = 3A5; T = Primario 125V, secondario 2,8V — 0,1 A; C1 = C2 = 0,01uF, 500VL, carta; C3 = 50pF, mica o ceramico; C4 = 0,02uF, 500VL, carta; C5 = 0,001uF, 500VL, carta; R1 = R2 = 25 kohm, ¼W; R4 = R5 = 50 kohm, ¼W; R6 = 5 kohm, ½ W.*

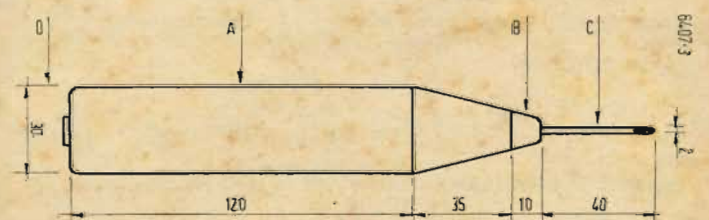



Fig. 3 - *A = corpo del puntale in ottone 3/10, verniciato a fuoco; B = passante ceramico; C = puntale in ottone argentato; D = passante in gomma.*

L'EVANESCENZA
NELLE RADIOCOMUNICAZIONI

di Piero Soati

Quando le radio onde che si irradiano da un trasmettitore debbono seguire le vie ionosferiche o quelle troposferiche (come nel caso delle onde corte e di quelle medie nelle ore serali o notturne) non mantengono la loro intensità di campo costante ma presentano un particolare fenomeno consistente in fluttuazioni di campo che possono essere più o meno rapide e più o meno profonde, che generalmente sono più marcate nelle frequenze alte, ed al quale è stato dato il nome di « evanescenza » (« fading » in lingua inglese).

Sebbene sia particolarmente difficile determinare una legge generale sull'evanescenza, praticamente essa si può suddividere in due grandi classi: quella a periodi particolarmente lunghi e che comprende le evanescenze stagionali, diurne e notturne le quali sono oggetto di un speciale studio che porta alla compilazione delle curve di predizione aventi lo scopo di stabilire a priori le onde più adatte per effettuare radiocollegamenti in determinati periodi con determinate località, ed evanescenza a breve periodo, cioè della durata compresa fra qualche minuto fino a frazioni di secondo, delle quali ci occuperemo esclusivamente nel corso della presente esposizione.

Le evanescenze a periodo relativamente breve, che possono provocare delle variazioni d'intensità tali da arrivare alla scomparsa totale dei segnali, le possiamo suddividere genericamente in quattro categorie:

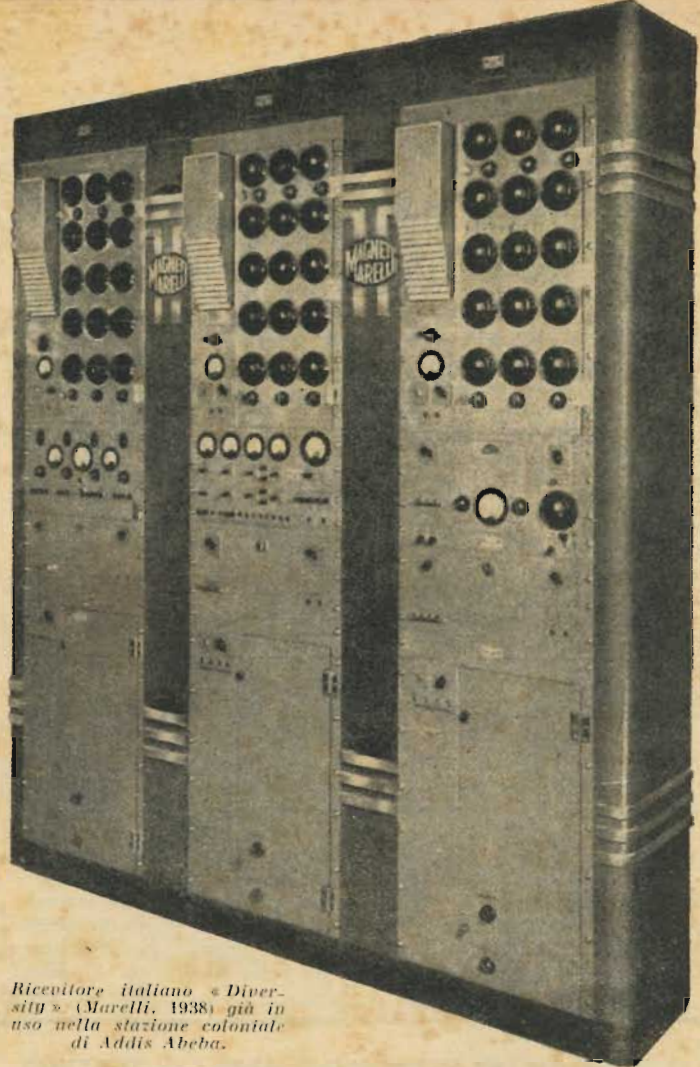
a) evanescenza d'interferenza;
b) evanescenza di assorbimento;
c) evanescenza di polarizzazione;
d) evanescenza di salto.

L'evanescenza d'interferenza è dovuta esclusivamente alla differenza di fase di due o più onde che, provenienti dallo stesso trasmettitore, giungono al ricevitore per vie diverse. Infatti se il percorso effettuato dalle varie onde è di differente lunghezza, o per aver ricevuto un numero diverso di riflessioni od a causa della fluttuazione dell'altezza dei strati ionosferici, esse giungeranno al ricevitore generalmente sfasate fra di loro dando luogo ad un rafforzamento od ad una diminuzione dei segnali. Siccome praticamente lo stesso segnale arriva all'aereo ricevente per mezzo di un gran numero d'onde di spazio è evidente che l'intensità di campo potrà variare entro limiti abbastanza ampi e si avrà una massima intensità di ricezione quando tutte le onde saranno in fase fra di loro ed una minima intensità quando lo sfasamento fra di esse sarà massimo.

Sempre a causa dello sfasamento esistente fra due onde di diversa provenienza un fenomeno di evanescenza particolarmente accentuato si verifica quando l'onda di spazio ritorna sulla terra in una zona nella quale l'onda di superficie viene ricevuta ancora con notevole intensità. Sensibili evanescenze d'interferenza si riscontrano pure a causa delle variazioni delle caratteristiche degli strati ionosferici nelle ore prossime al tramonto ed al sorgere del sole ed anche in occasione di aurore boreali o tempeste magnetiche.

Anche le frequenze più basse, le quali sono notevolment più stabili delle altre propagandosi prevalentemente per raggio di superficie, nelle suddette ore subiscono una evanescenza a periodo relativamente lungo e ciò per il fatto che una debole componente dell'onda di spazio arriva alternativamente in fase o sfasata con la normale onda terrestre.

L'evanescenza di assorbimento è invece generalmente causata dall'energia perduta dalle radio onde in conseguenza dell'assorbimento che esse subiscono nella ionosfera. Questo tipo di evanescenza si differenzia dagli altri essendo di periodo piuttosto lungo dato che le variazioni degli strati ionosferici, dalle quali come abbiamo detto sopra essa dipende esclusivamente (altezza, concentrazione ionica etc.), variano molto lentamente. Un fenomeno similare e che naturalmente nulla ha a che vedere con l'evanescenza vera e propria si verifica talvolta in taluni tipi di ricevitori per particolari difetti costruttivi.

Particolari fenomeni di evanescenza per assorbimento si possono notare in mezzi mobili muniti di radioricevitore, quando si passa sotto grandi ponti di ferro, massiccie costruzioni di acciaio o di altro genere in grado di provocare un assorbimento delle radio onde, ed in talune località note con il nome di « zone morte »

Ricevitore italiano « Diversity » (Marelli, 1938) già in uso nella stazione coloniale di Addis Abeba.

nelle quali per ragioni inerenti la natura del suolo o delle costruzioni limitrofe la ricezione è particolarmente difficile.

L'evanescenza di polarizzazione è provocata invece dalla variazione dello stato di polarizzazione di una radio onda rispetto all'orientamento dell'aereo ricevente. Quando la polarizzazione dell'onda è tale che il campo elettrico ha la massima componente nella direzione dell'aereo ricevente si ha in quest'ultimo la massima f.e.m. indotta mentre evidentemente essa è minima quando la suddetta componente è pure minima.

Ciò si verifica per il fatto che il piano polarizzato di un'onda incidente nella ionosfera a causa di un fenomeno di birifrazione può dare origine a due componenti magneto-ioniche di polarizzazione contraria e ruotanti in senso opposto e delle quali quella che gira verso sinistra è chiamata « raggio ordinario » mentre quella che gira verso destra è detta « raggio straordinario ». Siccome l'indice di rifrazione dei due raggi nel mezzo ionizzato è diverso uno dall'altro risultano pure diverse la velocità di penetrazione e le caratteristiche di propagazione nel mezzo. Quando queste due componenti escono dallo strato ionosferico possono nuovamente combinarsi insieme ma non più come un piano d'onda polarizzato ma bensì come un campo ellittico (cioè che ruota cambiando, durante un periodo, di direzione e di ampiezza in maniera che l'estremità del suo vettore rappresentativo percorre un elisse) che evidentemente varia di valore e di orientamento rispetto all'aereo ricevente.

L'evanescenza di salto si nota nelle località limitrofe le zone di silenzio o di salto, cioè dove le radio onde ricevono nuove riflessioni verso gli strati ionosferici. Quando, sempre a causa di sconvolgimenti che si verificano negli strati ionosferici, tali zone subiscono uno spostamento oltre la stazione ricevente si può verificare un abbassamento della intensità dei segnali fino al limite dall'audibilità. Naturalmente la ricezione ritorna normale non appena sia cessata la causa di tale alterazione della propagazione. Tale evanescenza si verifica in modo particolare durante le tempeste magnetiche e nelle ore prossime al tramonto ed all'alba.

I fenomeni di evanescenza non sono identici per tutta una gamma di frequenze ma subiscono variazioni notevoli anche per frequenze molto vicine. Anzi si possono constatare notevoli diversità di comportamento anche per piccolissime differenze di frequenza con la dannosissima conseguenza che tanto le fasi quanto l'ampiezza delle stesse bande laterali di un'onda modulata possono risultare completamente alterate con una conseguente distorsione di modulazione che può rendere anche incomprensibili i segnali. Tale

fenomeno è noto comunemente con il nome di « evanescenza selettiva ».

Mentre per eliminare l'effetto delle evanescenze a periodo lungo (stagionali etc.) è sufficiente scegliere una o più onde appropriate, fra i vari sistemi più in uso per ridurre gli affievolimenti a periodo breve ricordiamo il controllo automatico di volume il quale però oltre a non eliminare gli effetti della evanescenza selettiva ha una azione molto limitata sulle evanescenze molto profonde, e quindi non risolve il problema specialmente nel caso che sia necessario assicurare una comunicazione stabile fra due località. Buoni risultati si ottengono usando aerei direttivi, il cui diagramma di ricezione in linea di massima è rappresentato dalla fig. 1, e con i quali è possibile ottenere una maggiore selettività geometrica ed una diminuzione dell'evanescenza perchè i raggi indiretti che provengono da direzioni che non fanno parte del diagramma di ricezione sono esclusi e di conseguenza sono notevolmente ridotte anche le possibilità di interferenza dei raggi indiretti fra di loro. Infine è stato osservato che il fenomeno di evanescenza varia notevolmente da luogo a luogo anche a distanza relativamente piccola, tanto è vero che se si dispone di due o più ricevitori collegati ad altrettanti aerei disposti relativamente vicini si potrà constatare che mentre per uno di essi si verificherà in un dato istante una evanescenza più o meno accentuata nell'altro si avrà una ricezione normale o quasi, e viceversa. Da tali osservazioni è nato il cosiddetto sistema di ricezione « Diversity » i cui primi esperimenti risalgono al 1927 e che attualmente è generalmente usato ovunque necessiti stabilire collegamenti sicuri.

Il sistema di ricezione « Diversity » consiste nella installazione di vari sistemi di aerei, generalmente tre, disposti in punti diversi e con diversi orientamenti e collegati a tre distinti ricevitori dei quali in ogni istante si utilizza quello che dà il segnale migliore (in pratica si agisce sulle correnti rivelate dei tre ricevitori per comandare l'insieme generale, utilizzando le correnti più intense provenienti dall'aereo più favorito per colmare le deficienze degli altri due). L'esperienza dimostra che utilizzando due ricevitori collegati a due aerei distinti si ha un netto miglioramento della ricezione verificandosi una diminuzione delle evanescenze che può andare dal 50 all'80%, mentre se si passa alla ricezione a tre ricevitori il miglioramento è ancora sensibile però è meno marcato di quando si passa da uno a due ricevitori.

In un complesso « Diversity » ben regolato i segnali provenienti da ciascun ricevitore dovrebbero essere a turno predominanti la qualcosa si potrà constatare con dei milliamperometri che misurino la corrente rivelata dei singoli ricevitori. Tali strumenti serviranno anche ad individuare eventuali avarie nei singoli complessi perchè è evidente che se un ricevitore è in avaria o l'aereo al quale è collegato è difettoso, sostituendo l'aereo ed osservando lo strumento si potrà immediatamente constatare se l'avaria dipende dal ricevitore stesso o dall'aereo.

Come abbiamo già detto il sistema « Diversity » è l'unico che possa dare una certa garanzia nei collegamenti fissi. Per la ricezione radiantistica invece tale sistema sarebbe inadatto per ragioni pratiche ed economiche ed in tal caso si può ricorrere vantaggiosamente alla ricezione con aerei direttivi rotanti i quali danno ottimi risultati in relazione allo scopo per il quale debbono essere usati.

Nella normale ricezione circolare l'amatore delle onde corte per diminuire l'effetto delle evanescenze dovrà usare ricevitori muniti di ottimi controlli di sensibilità provvedendo all'installazione di un buon aereo esterno il quale oltre ad elevare il rapporto segnale disturbo permetta la ricezione delle stazioni deboli con una intensità sufficiente dimodocchè l'evanescenza non possa arrivare fino alla scomparsa del segnale, cosa che si verifica facilmente quando la ricezione avviene con i soliti mezzi di fortuna. ✻

Fig. 1 - *Diagramma polare indicativo di un comune tipo di antenna ricevente direttiva.*

Fig. 2 - *Diagramma indicativo « campo-tempo » di un segnale affetto da evanescenza.*

Fig. 3 - *Stenogramma di una apparecchiatura « Diversity ».*

Fig. 1 - *Schema elettrico completo dell'oscillatore modulato. La realizzazione di un sistema stabilizzatore si è ottenuta agendo esclusivamente sulla tensione che alimenta la valvola oscillatrice A. F. anzichè su tutto il complesso. Da notare che i due resistori a sinistra dello stabilvolt sono da 10 kohm e che il resistore a destra dell'interruttore « modulazione esterna » è da 50 kohm.*

REALIZZAZIONE PRATICA DI UN OSCILLATORE MODULATO

di Brida Egon

L'autocostruzione di un oscillatore modulato che racchiude in sè tutti i requisiti tecnici che distinguono tali strumenti delle migliori case, è il desiderio di molti dilettanti e radioriparatori.

Mentre la realizzazione dell'oscillatore non porta a grandi difficoltà tecniche, è oltremodo difficile ottenere da tali strumenti un'attenuazione esatta, costante e calibrata della tensione di uscita, una esatta profondità di modulazione, nonchè una stabilità di frequenza indispensabile per un oscillatore da laboratorio.

Questi argomenti tratteremo nel presente articolo per dare modo agli autocostruttori di potersi accostare con sicurezza di successo alla realizzazione di uno dei più indispensabili strumenti di controllo.

Stabilità di frequenza

Oltre che alla costruzione solida e compatta delle varie parti meccaniche e dei collegamenti corti e rigidi, necessari per un sicuro successo, si deve tener presente che, allo scopo di evitare variazioni di frequenza e di ampiezza, si rende indispensabile la realizzazione di un circuito stabilizzatore, in modo da contenere le variazioni della tensione di alimentazione entro i limiti che vanno fino ad un massimo del 3%.

Il numero 6 de « *l'antenna* » 1949 riporta un articolo riguardante la stabilizzazione di tensione, in esso rileviamo che è più facile ottenere una buona stabilizzazione impiegando correnti di lieve entità (fino a 10 mA) che non per correnti superiori, è perciò consigliabile la realizzazione di un sistema stabilizzatore agendo esclusivamente sulla tensione che alimenta la valvola oscillatrice A.F. (fig. 1) anzichè su tutto il complesso.

Un'adeguato stabilvolt oppure, a maggiori spese, un circuito a valvola (fig. 2) rispondono benissimo allo scopo.

Altro fattore importante che riguarda la stabilità di frequenza è il commutatore di gamma, in questo caso è senz'altro consigliabile realizzare un gruppo a tamburo lasciando la facoltà al costruttore per la scelta del tipo adatto.

Attenuatore

La realizzazione dell'attenuatore richiede speciale attenzione affinchè i valori delle tensioni ottenute siano reali, la sua schermatura deve essere razionale in modo che le oscillazioni prodotte dal generatore non perturbino l'attenuatore stesso, falsando il valore della tensione di uscita.

Le singole cellule del partitore devono essere schermate fra loro mentre i collegamenti di massa debbono riunirsi in un solo punto connesso a terra per evitare la formazione di corrente dovuta dai vari ritorni del circuito. La fig. 3 indica lo schema meccanico dell'attenuatore mentre la fig. 4 indica l'errore dovuto alla corrente di ritorno lungo il circuito schermo.

Collegando l'uscita *D* alla massa *E*, non avremo ai capi *B-D* la sola tensione voluta *B-C*, ma oltre a questa pure la tensione *E-C* prodotta dai vari ritorni di corrente del circuito. E' importante quindi collegare il lato massa dell'uscita dell'attenuatore in un punto nel quale non sia presente alcuna corrente di ritorno, cioè nel punto *C*.

Fig. 2 - *La tensione Vb è scelta in modo da ottenere nel punto segnato A un passaggio di corrente equivalente a quella di lavoro della valvola oscillatrice A. F.*

Calcolo dell'attenuatore

Per ottenere un'impedenza costante ai capi dell'attenuatore occorre avere ai due lati di esso un valore di $2Z$ ed essendo il rapporto di attenuazione Va/Vb, avremo:

Fig. 3 - a = asse dell'attenuatore; b = bussoletta di ottone; c = custodia cilindrica di rame argentato; d = dado di fissaggio; p = piastra circolare di rame argentato; m = molla spirale di contatto; n = bulloncini di contatto; s = schermo circolare di rame o ottone; r = contatto a molla strisciante; i = isolante ceramico.

Fig. 4 - Errore di lettura dovuto alla corrente di ritorno dell'attenuatore.

$$R_1 = Z\left(-s\frac{1}{s}\right) \qquad R = 2Z\left(\frac{s+1}{s-1}\right)$$

Nel nostro caso l'attenuatore sarà del tipo a decade, di conseguenza $s = 10$ ed ammettendo $Z = 10$ ohm (costanti), i valori di R_1 e R_2 saranno rispettivamente di 99 ohm e 24,4 ohm, ma essendo le resistenze R_2 considerate in parallelo, ne deriva che il loro valore sarà di 12,2 ohm, mentre il primo e l'ultimo elemento, calcolato per un valore di $2Z$ (20 ohm) avrà un valore di circa 11 ohm.

Le singole resistenze componenti l'attenuatore dovranno essere del tipo anti-induttivo, avvolte su striscie di mica usando filo di contantana sottile per ridurre l'effetto pelle.

L'ingresso dell'attenuatore è regolato da un doppio potenziometro lineare coassiale, il quale, oltre che a mantenere costante l'impedenza dell'attenuatore, regola da 0 a 10 i valori dei rapporti d'attenuazione ed offre un carico costante sull'oscillatore evitando variazioni di frequenza.

Il voltmetro a valvola costituito da una ghianda 955 collegato a monte dell'attenuatore (fig. 1) indica la tensione di ingresso presente, questa viene mantenuta costante per tutte le frequenze agendo sul potenziometro P inserito sulla placca della valvola oscillatrice.

Taratura

Per quanto riguarda la taratura dello strumento, un buon oscillatore campione oppure a quarzo, quest'ultimo anche autocostruito, possono servire benissimo allo scopo. La taratura viene fatta mediante battimento delle due frequenze attraverso un rivelatore qualsiasi oppure con un comune apparecchio radio.

La calibratura dell'attenuatore si ottiene regolando il potenziometro P in modo da avere sul voltmetro a valvola, precedentemente tarato per 0,5 volt fondo scala, una lettura di 0,1 volt.

La tensione presente all'uscita sarà allora distribuita come segue:

1ª posizione dell'attenuatore	0,1	volt	(100.000 μV)
2ª » »	0,01	»	(10.000 μV)
3ª » »	0,001	»	(1.000 μV)
4ª » »	0.0001	»	(100 μV)

Nella quarta posizione avremo che ogni graduazione del potenziometro dell'attenuatore corrisponde a 10 μV, tensione minima raggiunta all'uscita.

La frequenza coperta va da 80 kHz a 25.000 kHz distribuita in 5 gamme. *

LE EQUAZIONI DELL'OSCILLAZIONE DI RILASSAMENTO A DENTE DI SEGA

(segue da pagina 549)

Dunque la serie per la $f(t)$ di fig. 10 è composta di termini tutti affetti dal segno meno.

8. — La fig. 11 contempla il caso del dente di sega perfetto invertito (già riportato in fig. 2 e) nelle stesse condizioni di riferimento del dente di fig. 10. Le costanti della serie di Fourier per la fig. 11 sono indicate con A_{0_3}, A_{n_3}, B_{n_3}.

Ricercando l'equazione del segmento BC, dove sono valide le diseguaglianze $0 < t < T$, facendo uso dell'equazione segmentaria [17] della retta si ottiene:

$$\frac{t}{T} + \frac{f(t)}{A} = 1$$

da cui:

$$f(t) = A\left(1 - \frac{t}{T}\right)$$

Dalla 1ª delle [8]:

$$A_{0_3} = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\,dt = \frac{A}{T}\int_0^T\left(1-\frac{t}{T}\right)dt = \frac{A}{T}\left|T - \frac{T}{2}\right| = \frac{A}{2}\,.$$

Dalla 2ª delle [8]:

$$A_{n_3} = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\cos n\omega t\,dt = \frac{2A}{T}\int_0^T\left(1-\frac{t}{T}\right)\cos n\omega t\,dt = \frac{2A}{T}\left\{\int_0^T \cos n\omega t\,dt - \frac{1}{T}\int_0^T t\cos n\omega t\,dt\right\} =$$

$$= \frac{2A}{T}\left|\frac{\operatorname{sen} n\omega t}{n\omega} - \frac{1}{T}\left(\frac{t\operatorname{sen} n\omega t}{n\omega} + \frac{\cos n\omega t}{n^2\omega^2}\right)\right|_0^T = -2A\left|-\frac{1}{4\pi^2 n^2} + \frac{1}{4\pi^2 n^2}\right| = 0\,.$$

Dalla 3ª delle [8]:

$$B_{n_3} = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\operatorname{sen} n\omega t\,dt = \frac{2A}{T}\int_0^T\left(1-\frac{t}{T}\right)\operatorname{sen} n\omega t\,dt = \frac{2A}{T}\left\{\int_0^T \operatorname{sen} n\omega t\,dt - \frac{1}{T}\int_0^T t\operatorname{sen} n\omega t\,dt\right\} =$$

$$= \frac{2A}{T}\left|-\frac{\cos n\omega t}{n\omega} - \frac{1}{T}\left(-\frac{t\cos n\omega t}{n\omega} + \frac{\operatorname{sen} n\omega t}{n^2\omega^2}\right)\right|_0^T = \frac{A}{\pi n}$$

Sostituendo i valori testè determinati di A_{0_3}, A_{n_3}, B_{n_3} nella [9] si ha in definitiva per la $f(t)$ di fig. 11:

$$f(t) = \frac{A}{2} + \frac{A}{\pi}\sum_1^\infty \frac{1}{n}\operatorname{sen}\omega t = \frac{A}{2} + \frac{A}{\pi}\left(\operatorname{sen}\omega t + \frac{1}{2}\operatorname{sen} 2\omega t + \frac{1}{3}\operatorname{sen} 3\omega t + \ldots\right) \quad [29]$$

Quindi la serie per la $f(t)$ di fig. 11 è composta di termini tutti affetti dal segno più.

Dal confronto della [29] colla [28] si rileva ancora una volta che l'inversione del dente di sega provoca il cambiamento del segno della sommatoria nella serie di Fourier *

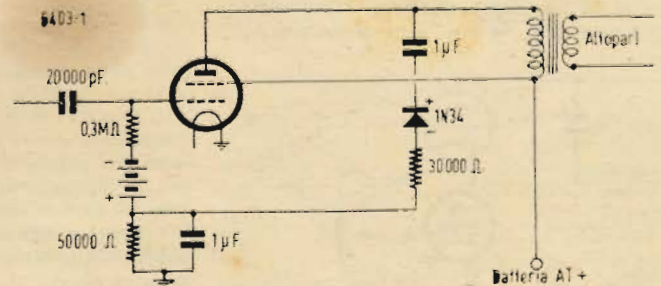
ECONOMIZZATORE DI BATTERIA PER APPARECCHI PORTATILI

di A. Casali

Come si può facilmente constatare, vanno sempre maggiormente diffondendosi gli apparecchi portatili a batteria, siano essi dei tipi « personal midget » od altri. Questi apparecchi portano con sè una sorgente di corrente alquanto limitata sebbene sia in certo qual modo adeguata al modello dell'apparecchio e quindi al tipo delle valvole in uso. Ne segue che dopo un dato periodo di tempo è necessario sostituire le batterie con altre capaci di erogare la potenza necessaria richiesta dall'apparecchio. E' superfluo aggiungere che la cosa oltre ad essere scomoda diviene anche poco economica.

Riferiamoci ora unicamente alla sorgente di alimentazione anodica (batteria AT o HT) e tralasciamo quelle di accensione e polarizzazione che hanno un'importanza molto minore, in merito al costo della prima, la quale non è poi sempre reperibile su tutti i mercati.

Nulla si può fare affinchè tale batteria non si esaurisca mai oppure si esaurisca solo dopo un lunghissimo periodo di funzionamento, però è sempre desiderabile mantenere l'efficienza della batteria più a lungo possibile e ciò si può senz'altro ottenere adottando il procedimento descritto nel presente articolo.

Indubbiamente tutti i lettori sapranno che ciò che richiede un maggiore assorbimento di corrente dalla sorgente di alimentazione è la valvola finale, la quale assorbe un massimo o un minimo di corrente in ragione inversamente proporzionale alla tensione negativa di griglia. In pratica tale assorbimento non è mai calcolato ad un minimo perchè sebbene la valvola sia in grado di funzionare egualmente con segnali deboli, non lo sarebbe più qualora i segnali entranti fossero forti; quindi si comprenderà facilmente che essendo l'assorbimento adeguato ai segnali forti nei momenti di pause o nei momenti in cui essi non raggiungono quella potenza necessaria per cui l'intero assorbimento anodico è utilizzato, la valvola in questione dissiperà inutilmente corrente dalla batteria. Ora, è possibile ottenere un buon risparmio nell'andamento della batteria di alta tensione, senza tuttavia diminuire la potenza di uscita, regolando l'assorbimento anodico per mezzo di un piccolo rivelatore a metallo. Per tale scopo molto adatti si sono dimostrati il Westector W4 e il cristallo 1N34, che hanno dato risultati veramente soddisfacenti. Codesti rivelatori sono facilmente reperibili in ogni mercato ove vi sia del materiale radio residuato di guerra; infatti essi venivano largamente impiegati in equipaggiamenti militari inglesi e americani. Vediamo ora di esaminare il comportamento del rettificatore e la ragione per cui esso è in grado di economizzare abbastanza sensibilmente la corrente della batteria di alimentazione anodica. La valvola di uscita, nel cui circuito è montato il cristallo rettificatore, è polarizzata con un valore di tensione negativa di griglia che la obbliga ad assorbire soltanto una piccola corrente anodica dalla sorgente di alimentazione. Ciò comporta una bassa resa di uscita nel carico anodico, ma come già è stato detto antecedentemente per segnali deboli non è necessario che la corrente di placca scorra maggiormente.

Nel momento però che sono presenti i segnali forti il circuito richiede una variazione nell'alta tensione negativa di griglia affinchè la valvola sia in condizioni di rispondere ad una buona ricezione scevra di distorsioni. Questa variazione viene prodotta automaticamente dal cristallo rettificatore. Seguendo lo schema di applicazione visibile in figura, una parte del segnale proveniente dalla placca viene rettificato e riportato nel circuito di griglia, dove essendo tale segnale di polarità inversa alla batteria, ha l'effetto di neutralizzare parte dell'alta polarizzazione negativa di griglia e permettere alla valvola di lavorare nella sua normale curva di operazione. Da ciò si comprende che la corrente anodica varia proporzionalmente col variare del segnale, sicchè quando sono presenti segnali deboli si ha un risparmio di corrente che diversamente non lo si avrebbe ottenuto.

Avendo illustrato il comportamento del rettificatore a cristallo nella applicazione accennata passiamo alla descrizione del complesso la cui semplicità non mette dubbi. Il rettificatore va montato sul circuito anodico della finale in serie ad un condensatore da 1 uF che ha il compito di ostruire il passaggio alla corrente continua e di permettere invece alla bassa frequenza di raggiungere il cristallo ove come è stato detto sopra, viene rettificata e inviata attraverso una resistenza da 25.000 ohm alla batteria di polarizzazione. Il positivo di tale batteria anzichè essere collegato direttamente a massa è unito a una resistenza del valore di 50.000 ohm, shuntata da un altro condensatore da 1 uF mentre il negativo è regolarmente collegato alla resistenza di griglia. Nel mettere in pratica lo schema di operazione su un qualsiasi modello di apparecchio radio, il valore della tensione negativa di griglia per la valvola finale va ricercato sperimentalmente.

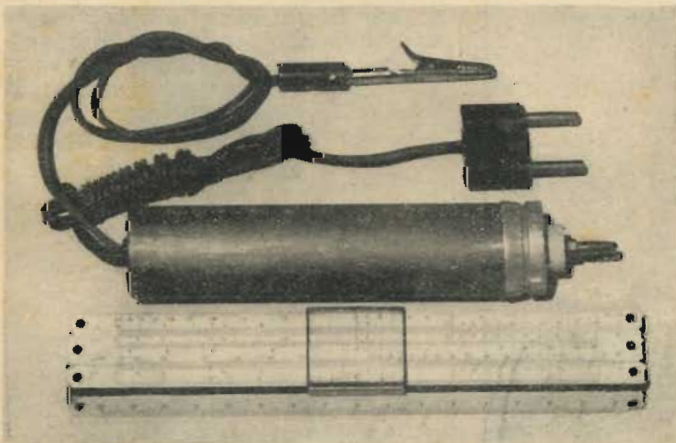
Il procedimento è abbastanza semplice: occorre aumentare gradatamente la tensione negativa di polarizzazione fino al punto in cui un ulteriore aumento di detta tensione produrrebbe della distorsione nell'altoparlante. E' raccomandabile però al fine di ottenere un lavoro soddisfacente, porre la massima cura nell'eseguire questa operazione.

*

RICERCATORE DI GUASTI

(segue da pagina 550)

lineamento del padding alla massima uscita senza accordare preventivamente il circuito di aereo. Altra comoda applicazione è il controllo dello stato di taratura del ricevitore in esame.

Applicando il segnale sull'aereo, ruotando il condensatore di sintonia da un'estremità all'altra della scala, e collegato un misuratore sul trasformatore di uscita dell'altoparlante, se la taratura del ricevitore è regolare si dovrà riscontrare soltanto una

leggera diminuzione dell'ampiezza del segnale in corrispondenza delle frequenze più elevate derivata dalla diminuzione di ampiezza del segnale del multivibratore sulle armoniche più elevate. Nel caso che si avessero delle diminuzioni di ampiezza del segnale in punti intermedi della scala, si dovrà ritoccare la taratura del controllo di volume al massimo e con il C.A.V. inattivato.

(segue a fianco)

Da come si è visto l'uso di un tale strumento, oltre a permettere un notevole risparmio di tempo, risulta di costo assai limitato e di una facile realizzazione.

Di contro il dispositivo è coperto da regolare brevetto e ne è vietata la realizzazione industriale senza preventiva autorizzazione dell'autore stesso.

*

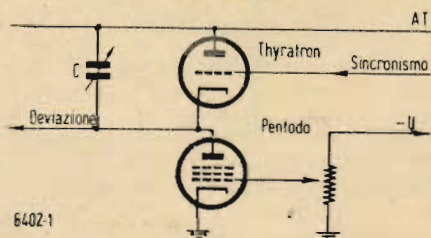
rassegna della stampa

STUDIO ALL'OSCILLOSCOPIO DEI FENOMENI TRANSITORI NON PERIODICI

di R. Wahl

Electronique, n. 33 Luglio 1949

I rivelatori usati nella fisica nucleare liberano all'arrivo di ogni particella elementare un impulso. Gli impulsi arrivano in un istante qualunque, senza periodicità. La loro ripartizione nei tempi è statistica e deriva da una legge statistica. I segnali da utilizzare sono da una parte transitori poi-

chè si tratta di impulsi e d'altra parte non periodici.

L'Autore si propone di studiare all'oscilloscopio i segnali in arrivo sopra descritti e la loro trasformazione negli apparecchi che li utilizzano.

I. - Utilizzazione di un oscilloscopio normale.

La stabilizzazione di una immagine sullo schermo di un oscilloscopio è realizzata quando la periodicità della deviazione del punto luminoso (frequenza dell'asse dei tempi) è un multiplo esatto del periodo del fenomeno da studiare.

Questa coincidenza è migliorata con l'invio di un segnale di sincronismo in un punto della base dei tempi.

Nella deviazione classica, il dente di sega è ottenuto dalla scarica rapida di una capacità attraverso una valvola thyratron, seguita dalla carica di questa capacità attraverso un pentodo (fig. 1).

Il segnale di sincronizzazione deve in questo caso essere positivo e pilotare il ritorno del raggio deviato rendendo conduttore il thyratron di scarica.

Se in queste condizioni, ci proponiamo di esaminare una serie di impulsi periodici di breve durata rispetto al periodo di ricorrenza si nota:

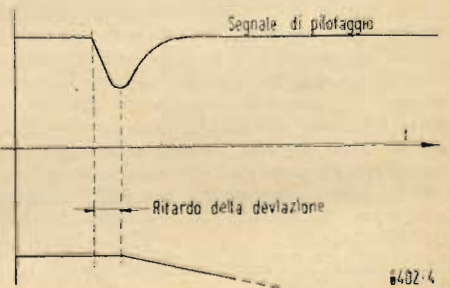
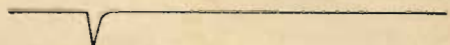
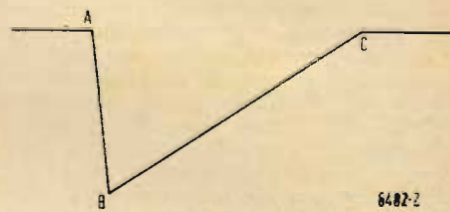
1) il segnale da osservare occupa una piccola porzione dello schermo;

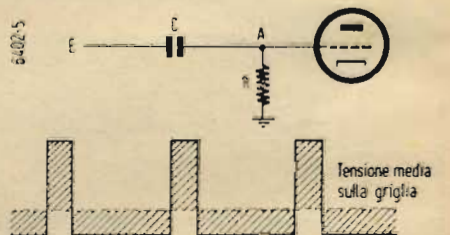
2) se sincronizziamo col segnale da osservare, la parte utile si trova nel ritorno del punto luminoso.

La maggior parte degli altri tipi di deviazioni elettroniche presentano gli stessi inconvenienti. La sincronizzazione ha luogo durante il ritorno del punto luminoso, rendendo impossibile l'osservazione di un fenomeno breve, senza disporre di un segnale di sincronizzazione sfasato rispetto al fenomeno stesso.

Se ci proponiamo di esaminare degli impulsi non periodici, qualsiasi sincronizzazione è impossibile e le immagini si interlacciano sullo schermo del tubo catodico.

Arriviamo così all'idea di una deviazione comandata o pilotata e cioè: Il punto è im-

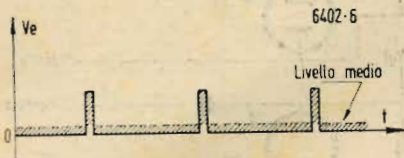
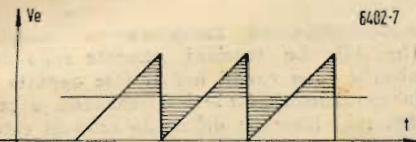
mobile sullo schermo fino all'arrivo di un segnale che dà luogo alla deviazione del punto luminoso, sullo schermo del tubo.

La deviazione, con thyratron può funzionare a queste condizioni: il thyratron è a riposo ed al di sotto della condizione d'innesco. Un impulso positivo lo rende conduttore, scarica rapidamente una capacità che si carica in seguito con il periodo scelto di deviazione. La tensione di deviazione ha la forma indicata dalla fig. 2; si noti che la parte *AB* è il ritorno del punto che ha luogo prima della parte *BC* che corrisponde alla deviazione propriamente detta. Abbiamo così un ritardo che può diventare proibitivo se il fenomeno da osservare è breve.

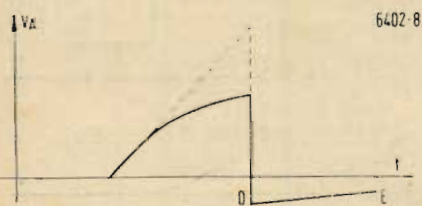
Noi ci proponiamo invece di ottenere una

tensione di deviazione avente la forma rappresentata in fig. 3. La carica (salita) lineare di tensione deve iniziare con l'arrivo del segnale di pilotaggio e termina con un ritorno rapido (scarica) alla fine del ciclo.

Chiameremo ritardo della deviazione pilotata dall'impulso, il tempo intercorrente fra l'inizio dell'impulso di pilotaggio e l'inizio della salita lineare di tensione.

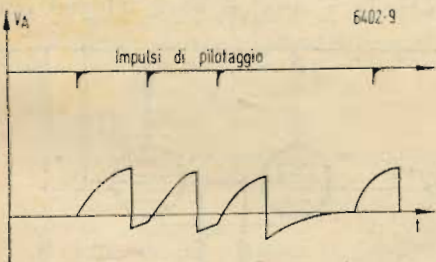
Dei ritardi dell'ordine di $5 \cdot 10^{-8}$ secondi possono essere ottenuti (fig. 4).

II. - Utilizzazione di una deviazione pilotata con impulsi non periodici.

Il dente di sega di deviazione può essere

amplificato prima di essere inviato alle placche di deflessione del tubo catodico, a mezzo di un amplificatore con accoppiamento a resistenza capacità.

Consideriamo il caso generale di accoppiamento a resistenza-capacità rappresentato in fig. 5.

Nella trasmissione di segnali come quelli rappresentati, una carica media si accumula sulla capacità di accopipamento e modifica la tensione continua del punto A; si dice in questo caso che un regime medio si è stabilito.

Noi possiamo sia cercare di rendere minimo questo effetto, sia di tenerne conto nella progettazione.

Si vede che questo effetto è debole se la durata del segnale è molto corta rispetto al suo periodo di ricorrenza (fig. 6). Però questo non è il caso della trasmissione di un segnale a dente di sega (fig. 7). Se noi trasmettiamo una deviazione periodica, è possibile tener conto di questa tensione continua e di ridurla col centraggio.

Nel caso di deviazione pilotata da impulso, questo livello medio è esso stesso variabile: l'origine della deviazione si sposterà seguendo la cadenza d'arrivo degli impulsi e le immagini non si sovrapporranno. Per una deviazione unica, la tensione in A prenderà la forma indicata nella fig. 8. Esiste un ritorno allo stato d'equilibrio iniziale con una costante di tempo CR (parte DE). La fig. 9 mostra l'effetto di questo ritorno per diverse deviazioni pilotate a impulso con dei tempi più o meno riavvicinati gli uni agli altri. E' illusorio voler ridurre questi effetti diminuendo la costante di tempo d'accoppiamento e così ritornare più velocemente al punto di riposo iniziale, poichè allora non è più possibile trasmettere, senza deformazioni la tensione a dente di sega di deviazione.

Due soluzioni sono possibili:

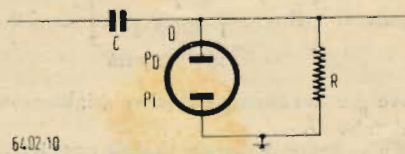
1) *La restituzione a diodo*; soluzione imperfetta che consiste nel sostituire con un diodo la resistenza R. La costante di tempo sarà allora differente secondo il senso di transito: sarà molto grande nel senso diretto per permettere la riproduzione del dente di sega e molto piccola nel senso inverso per permettere un ritorno rapido alle condizioni di equilibrio iniziale.

2) *Accoppiamento diretto*; che comporta tutte le difficoltà di accoppiamento di un amplificatore a corrente continua, ma permette la soluzione perfetta della deviazione a pilotaggio.

III. - Caratteristiche di una deviazione pilotata.

Una deviazione sarà definita da:

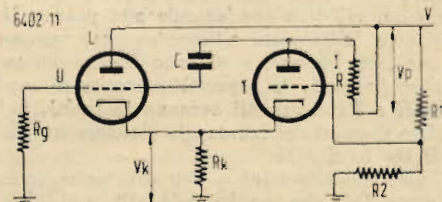
1. - *Velocità del punto luminoso*: espressa in centimetri per secondo ed è la distanza che il punto percorre sullo schermo in un secondo; è possibile ottenere velocità che arrivano fino a 10 cm/μs.

Se la sensibilità delle placche di deflessione del tubo catodico è s [V/cm] una velocità v sarà ottenuta per una variazione della tensione di deflessione $V = v \cdot s$ (V in

Le diciture di fianco al diodo devono essere lette ρD e ρi. Inoltre l'anodo è collegato a massa.

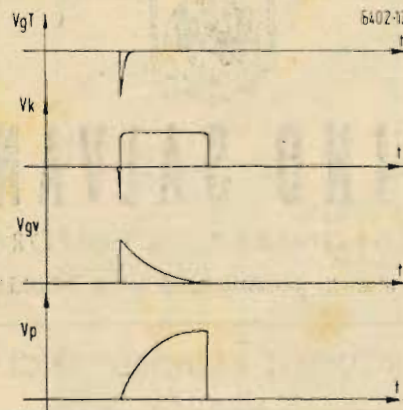
V/μs). La velocità di 10 cm/μs corrisponderà a un transito di 300 V/μs per un tubo di sensibilità 30 V/cm.

2. - *La durata della deviazione*; questa durata determina la frequenza di ripetizione massima della deviazione. Esiste in realtà un tempo morto superiore alla durata della deviazione.

3. - *Il ritardo di deviazione rispetto al pilotaggio* già definita precedentemente.

4. - *Condizioni limite che possono prendere i segnali di pilotaggio della deviazione.* Questi segnali possono essere positivi o negativi; un descriminatore d'ampiezza può essere vantaggiosamente usato in modo da

eliminare i segnali di pilotaggio che non devono determinare la deviazione.

5. - *La luminosità del tubo*; è evidente che l'osservazione di un solo impulso molto corto sarà molto difficile per la mancanza di luminosità del tubo.

Una prima soluzione consiste nel fotografare il fenomeno con lastre molto sensibili. Un'altra soluzione è quella di impiegare dei tubi speciali a post-accelerazione. Il metodo più semplice consiste nell'inviare sulla griglia del tubo catodico durante la durata della deviazione, un segnale positivo. Il punto può essere mantenuto allora a debole intensità a riposo e non deteriorare lo schermo fluorescente.

6. - *Altre condizioni*. Come negli altri oscillografi, si ha interesse a collegare le placchette di deflessione simmetricamente. La deviazione può essere lineare o esponenziale; la velocità regolabile a scatti e se possibile progressivamente. Si può prevedere una taratura dei tempi sia per modulazione della griglia del tubo, sia per taratura fatta sullo schermo.

IV. - Un esempio di realizzazione.

A) *L'oscillatore rilassato a pilotaggio.* - Il montaggio è noto ed è mostrato in fig. 11. Ricordiamone il funzionamento:

Supponiamo che le condizioni iniziali siano le seguenti:

Tubo A aperto; la sua tensione di griglia è mantenuta a 0 dalle resistenze $R1$ $R2$. Il carico del tubo T è sufficiente a bloccare il tubo U portando il potenziale dei catodi a una tensione sufficiente. La fig. 12 mostra la risposta di questo sistema ad un impulso negativo applicato alla griglia del tubo T. L'impulso blocca il tubo T. La capacità C che era inizialmente caricata alla tensione di caduta del tubo T tende a caricarsi alla alta tensione V attraverso la resistenza R e Rg. La tensione di carico produce una tensione in Rg superiore ed in senso contrario di quella prodotta in Rk, ciò che sblocca il tubo U. Il carico di M in Rk mantiene il bloccaggio di T. La capacità continua quindi a caricarsi, e la sua corrente di carica diminuisce; ad un certo momento la corrente diventa troppo debole per mantenere aperto U. La tensione catodica diminuisce ed il processo s'inverte quando il tubo T diventa conduttore.

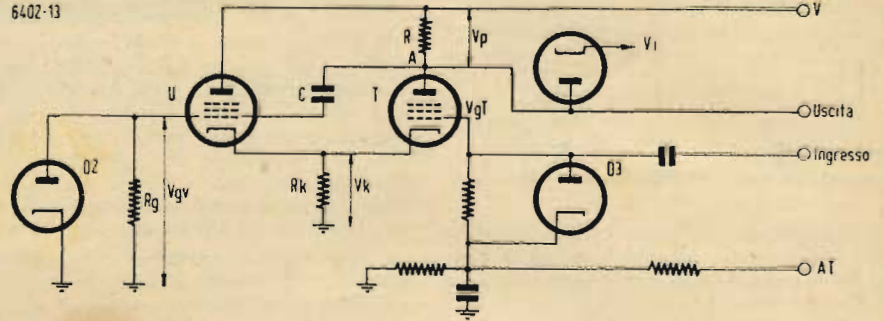
Questo ragionamento suppone che i passaggi siano infinitamente rapidi e non tiene conto dei carichi di griglia.

In prima approssimazione si ottiene dunque sulla resistenza R una salita esponenziale di tensione con una costante di tempo RC.

Un dispositivo di deviazione pilotata, con una sola valvola doppia, dissimetrico ed esponenziale è realizzabile con questo montaggio. Una sola commutazione di C permette di regolare la velocità di deviazione. Un segnale positivo per l'illuminazione della griglia di controllo del tubo è disponibile sui catodi.

B) *Montaggio perfezionato.* - Aggiungendo tre diodi D_1, D_2, D_3 si ottiene il montaggio allo schema in fig. 13. Per semplificare supporremo che i diodi siano identici, che abbiano una resistenza infinita quando non sono conduttori ed r quando lo diventano. La deviazione diventerà lineare se limiteremo la variazione ad una piccola parte della variazione esponenziale.

Il diodo D_1 è collegato ad un potenziale V_1 che limita la salita di tensione in A al valore V_1. Effettivamente quando D_1 è con-

duttrice il potenziale in A non può superare il valore:

$$V_1 + \frac{(V - V_1)r}{R + r} \simeq V_1$$

(r molto piccolo)
e la corrente di carica di C cessa rapidamente, provocando il bilanciamento del sistema. La costante di tempo di carica di C sarà inizialmente di

$$T_1 = C\,(R + Rg)$$

Quando la griglia del tubo U diventa positiva, questa costante di tempo diventa:

$$T_2 = C\left[R + \frac{1}{\frac{1}{Rg} + \frac{1}{\rho + Rk}}\right] \simeq CR$$

dove ρ è la resistenza interna griglia-catodo del tubo U.

La costante di tempo ritorna nuovamente T_1 quando la griglia di U ritorna negativa. I due periodi durante i quali la costante di tempo è T_1 possono essere trascurati.

Il tempo che impiegherà il punto A per passare dalla tensione di caduta al valore V_1 sarà quindi

$$\frac{V_1 - V}{V}\,T_2$$

se si rimane nella regione lineare della variazione esponenziale. Il tempo di ritorno sarà quello di scarica della capacità C attraverso il tubo T. Il diodo D_2 accelererà questo ritorno e la costante di tempo di ritorno sarà:

$$C \cdot \left[Rk + \rho t + \frac{1}{1/rqz + 1/Rg}\right]$$

dove ρt è la resistenza interna del tubo T.

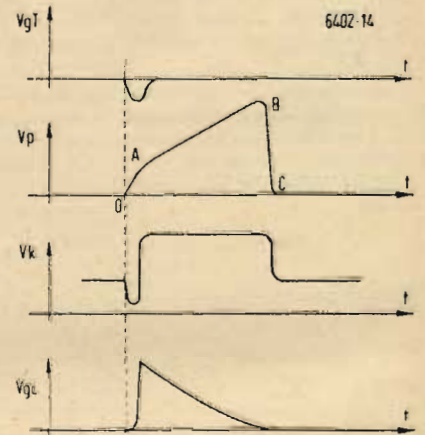
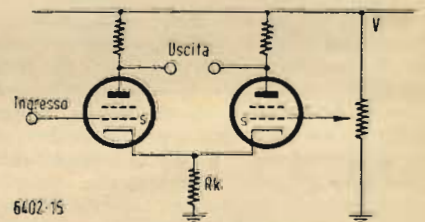
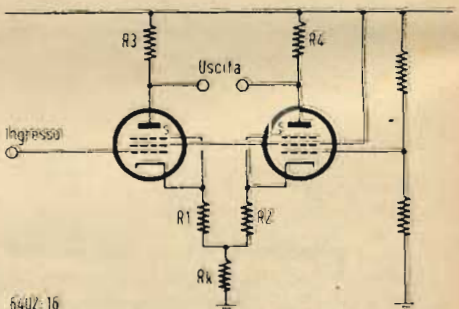
Noi abbiamo supposto finora che la trasmissione degli impulsi avvenga istantaneamente, ciò non corrisponde alla pratica in quanto all'entrata l'impulso ha sempre una certa durata, e vi sono inoltre da tenere in conto le capacità parassite ai capi di R e Rg. I segnali avranno in realtà, nei diversi punti del montaggio l'andamento indicato in fig. 14.

La deviazione inizia con una parte accelerata OA che corrisponde alla amplificazione dell'impulso iniziale. Ciò è evidentemente un vantaggio nell'osservazione dei fenomeni molto brevi poichè il ritardo è trascurabile. La parte lineare della deviazione viene subito dopo (AB). La riduzione del tempo di ritorno in questo caso non presenta un grande interesse, è invece interessante conoscere la velocità che è possibile ottenere nel tratto AB, che per quanto limitata dalle capacità parassite di cui sopra, nel montaggio indicato arriva fino a 10 V/μs.

C) *L'amplificatore simmetrico.* - Per poter ottenere le due tensioni simmetriche che vanno alle due placchette di deviazione del tubo, senza ricorrere ad amplificatori a resistenza-capacità, desideriamo impiegare un amplificatore ad accoppiamento catodico (fig. 15). Le tensioni ottenute sulle due placche sono eguali ma di fase opposta se la condizione $SRk > 1$ è realizzata e se i due tubi lavorano nel tratto retto di carat-

teristica. Pertanto per non deformare il segnale a dente di sega è indispensabile una forte controreazione, in questo caso la pen-

denza apparente diventa bassa e la condizione di simmetria dei due tubi non è realizzabile a meno di usare differenti resi-

stenze di placca (fig. 16). Notiamo qui il vantaggio dell'amplificazione simmetrica ad accoppiamento catodico, nel quale i segnali hanno scarsa influenza nell'allimentazione. vantaggio notevole per un sistema non periodico in cui le correnti di carico variano a ogni istante.

D) *Schema generale*. - Tutti gli elementi illustrati si ritrovano nel complesso indicato dallo schema di fig. 17.

Le velocità sono regolate in gamme per commutazione della capacità C e progressivamente dalla resistenza R. Il diodo D_3 è un diodo di restituzione del livello sulla griglia del tubo T. Un « cathode fallower » d'isolamento è previsto all'ingresso per evitare le reazioni nel circuito in istudio.

Le valvole dell'amplificatore simmetrico sono le due sezioni di una EFF51 in parallelo in modo da ottenere una pendenza di 18 mA/V e avere un elevato tasso di reazione negativa. Con simili valvole a elevata pendenza possono nascere delle oscillazioni a frequenze ultraelevate sulle linee costituite dai fili di collegamento. E' perciò indispensabile mettere sulle griglie resistenze da 100 ohm.

L'anodo del tubo catodico deve essere collegato ad una tensione continua eguale alla metà delle tensioni presenti nelle placchette di deviazione per evitare una deconcentrazione del punto luminoso.

La modulazione della griglia del tubo catodico è presa sul catodo dell'oscillatore rilassato.

V. - Conclusioni.

Con un montaggio quale quello descritto si possono osservare e misurare fenomeni di durata 0,1 μs qualunque sia la loro ripartizione nel tempo.

Con un tubo a persistenza si potranno fotografare fenomeni interessanti o rari.

Una applicazione poco sviluppata è l'uso di tali deviazioni nelle basi dei tempi per televisione. Si apporterebbe invece in tal modo una soluzione elegante ai problemi di sincronismo, poichè la deviazione non esisterebbe che all'arrivo degli impulsi di sincronismo.

Lo studio delle realizzazioni descritte è stato fatto nei laboratori del Fort de Châtillon sotto la direzione di M. Claminade.

GLI ULTRASUONI IN MEDICINA

di Eugene J. Thomson

Radio Electronics Settembre 1949

Gli ultrasuoni fanno parte della branca di acustica che concerne le frequenze audio più alte non percepite dall'orecchio umano: cioè superiori ai 20.000 Hz, per quanto non sia ancora fissato il limite superiore allo spettro delle frequenze ultrasoniche.

Gli ultrasuoni sono generalmente prodotti in due modi: con magnetostrittori o con cristalli di quarzo. (Vi sono diversi altri mezzi, ma meno comuni).

La fig. 1 indica lo schema di principio di oscillatore a magnetostrizione per la generazione di ultrasuoni. Il principio sul quale si basa è il seguente: ogni sbarra o tubo di materiale magnetico sottoposto ad un campo magnetico parallelo al suo asse longitudinale, subisce delle piccole variazioni di lunghezza. Questo fenomeno chiamato magnetostrizione (anche conosciuto come effetto Joule) è reversibile; perciò se una sbarra di materiale magnetico è sottoposta ad un campo magnetico alternato, vibrerà nel senso longitudinale ed emetterà dai suoi estremi onde sonore. Il massimo trasferimento di energia si avrà quando la frequenza della corrente alternata che genera il campo magnetico alternato è eguale alla frequenza propria di risonanza della sbarra.

Nell'apparecchio di fig. 1, il campo magnetico alternato è prodotto dal triodo oscillatore. La sbarra di materiale magnetico è posta nel circuito oscillante. La capacità variabile C permette l'accordo della frequenza dell'oscillatore sulla frequenza naturale della sbarra. I migliori risultati sono ottenuti quando la sbarra ha una magnetizzazione iniziale, perchè la variazione di lunghezza è maggiore se si ha una variazione della densità di flusso nella sbarra. Questa è la ragione della polarizzazione base, fatta a corrente continua, a mezzo del circuito L.

Vari tipi di metalli sono stati impiegati per le sbarre, quali il nichel, il « Monel », l'« invar ». L'uso di sbarre solide dà luogo a un basso fattore di conversione energia

elettrica - energia sonora, a causa delle perdite per isteresi e delle perdite per correnti di « focault ». Dette perdite possono essere ridotte usando un tubo di parete sottile, tagliato longitudinalmente.

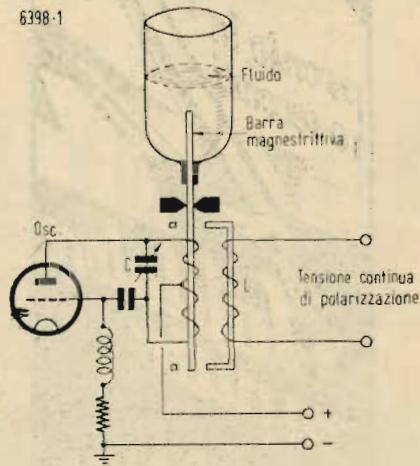



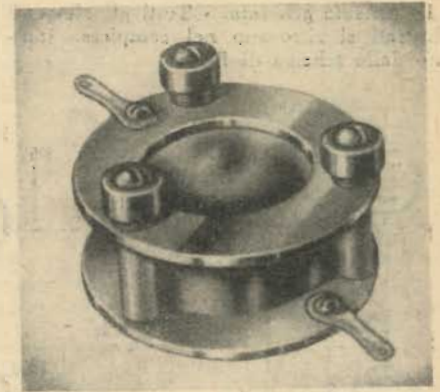
Fig. 1 - *Semplice oscillatore a magnetostrizione.*

La maggiore limitazione imposta agli oscillatori magnetostrittivi è il limite superiore di frequenza che è legato alle basse frequenze di risonanza propria delle sbarre. Per ottenere frequenze elevate occorre usare sbarre molto corte. Per esempio, per generare frequenze ultrasoniche di 50.000 Hz, occorre una sbarra di nichel di 5 cm di lunghezza. E' evidente che sbarre di lunghezza minore sono molto difficili da usarsi sia per difficoltà di montaggio che di eccitazione. In alcuni casi, frequenze più elevate si possono ottenere usando sbarre di particolare forma. E' anche possibile utilizzare, allo scopo di elevare la frequenza, le armoniche della frequenza fondamentale della sbarra, però con notevole perdita di potenza.

Per le ragioni sopra esposte, oscillatori che fanno vibrare meccanicamente cristalli di quarzo sono largamente usati dove frequenze ultrasoniche più elevate sono desiderate. Frequenze superiori a 50 MHz possono essere ottenute con questi apparecchi. Questo limite è dovuto al fatto che vi è un minimo di spessore al quale il quarzo può essere tagliato. La frequenza naturale di ogni cristallo dipende sia dallo spessore che dal particolare asse elettrico usato nel taglio di essi. La fig. 2 mostra lo schema di un generatore che usa per la produzione di onde ultrasoniche un cristallo di quarzo. Il principio base di funzionamento di questi cristalli è il medesimo dei cristalli usati nelle testine per la riproduzione dei dischi, meglio noti come « pick-up piezoelettrici ». La tensione alternata di uscita dell'oscillatore è applicato a questo cristallo e fa sì che questo entri in oscillazione meccanica in passo con la variazione di tensione applicata.

Le onde sono propagate dal cristallo in bagno d'olio.

Il cristallo è collegato ad un diaframma metallico dal quale le onde ultrasoniche generate, vengono emesse.

Come si vede dalla fig. 2 l'apparecchio si compone di due stadi: pilota e stadio di potenza. Lo stadio pilota usa un tubo 3AG7 oscillatore « electron-coupled » la cui frequenza è controllata da un quarzo piezoelettrico, seguito da uno stadio di potenza alla frequenza del cristallo generatore ultrasonico, entro il 0,1%. Quest'ultimo può essere accoppiato sia direttamente al circuito di placca dello stadio finale per mezzo di

Il trasduttore a cristallo può essere usato oltre i 50 MHz.

nel circuito utilizzatore è posto il cristallo di quarzo generatore di onde ultrasoniche.

L'oscillatore non richiede accordo per frequenze da 100 a 800 kHz. Il cristallo usato per il controllo della frequenza è aggiustato

Le onde ultrasoniche « messe a fuoco » col cristallo di quarzo sviluppano una notevole quantità di calore nel punto focale del fascio ultrasonoro. Questa proprietà dà luogo a due altre applicazioni:

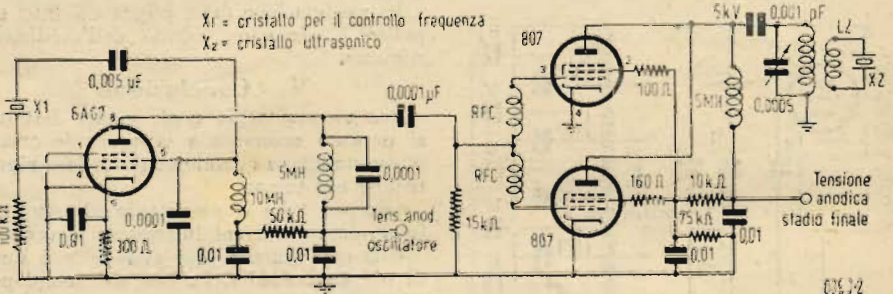



Fig. 2 - Un generatore ultrasonico utilizzante un cristallo di quarzo quale sorgente di vibrazioni.

induttanza con presa in discesa sia a mezzo di circuito « link » o di cavo coassiale. Il circuito anodico dello stadio di potenza è accordato e si può coprire una larga gamma di frequenze a mezzo di bobine intercambiabili.

La potenza di uscita è fra i 50 e i 100 W. Questo generatore è di bassa potenza in quanto progettato per esperienze di laboratorio. Più alte potenze possono essere facilmente realizzate e dipendono dall'uso per il quale devono essere destinate.

Benchè i più interessanti fenomeni osservati usando onde ultrasoniche sono dovuti alle lunghezze d'onda più corte, approssimativamente fra i 6 cm e i $2 \cdot 10^{-3}$ cm, gli effetti che esse producono non sono direttamente legate alla frequenza. Generalmente le onde sono propagate da un mezzo liquido quale l'olio.

Gli ultrasuoni hanno diverse applicazioni, la più nota delle quali è certamente quella degli scandagli sottomarini o ecogoniometri.

Le applicazioni mediche degli ultrasuoni sono attualmente le seguenti:

1) Paralizzare o distruggere l'azione dei bacteri. Questa proprietà è usata per la sterilizzazione dei vaccini o altri prodotti biologici che devono venire iniettati nel corpo. La causa esatta del perchè le onde ultrasoniche distruggono i bacteri non è ancora esattamente conosciuta.

2) Rompere i cristalli dei preparati medicinali per renderli più efficaci.

formato da due 807 connesse in parallelo;

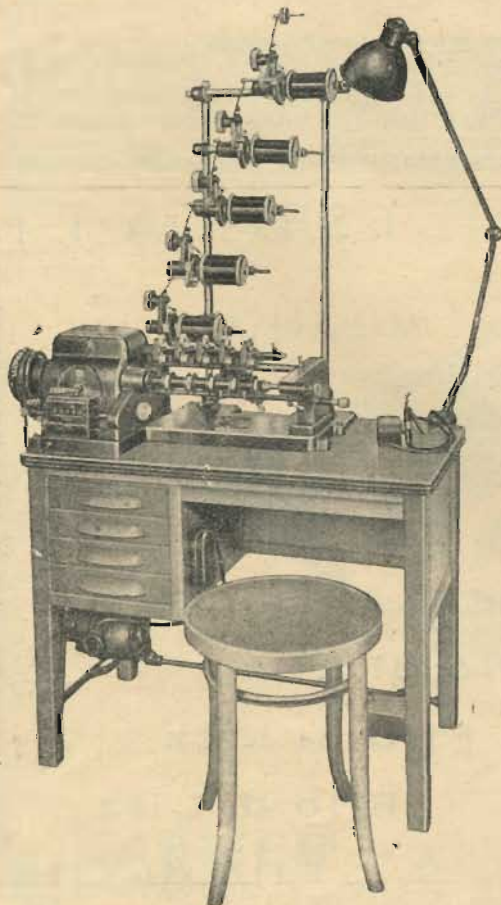
3) Diatermia, in quanto i tessuti del corpo umano che devono essere sottoposti a calore ad una certa profondità possono essere « messi a fuoco ».

4) Trattamento del cancro. Specifichiamo che questa applicazione è tuttora allo studio; i proponenti del trattamento ultrasonico credono che esso possa essere superiore al trattamento col radium o con i raggi X, poichè questi ultimi non possono essere messi a fuoco a grandi profondità e quindi possono distruggere sia i tessuti sani che i cancerosi.

piccoli annunci

Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di un annuncio (massimo 15 parole) all'anno.

VENDO annate Antenna 1939 al 1943 - Materiale radio dilettantistico - Matacchioni, Via Traù, 3 Roma

TRIESTE: Commerciale Adriatica - Via Risorta, 2
MILANO: Carisch S. A. - Via Broggi, 19
TORINO: Moncenisio - Via Montecuccoli, 6
GENOVA: Prodotti Carisch - Via delle Fontane 14

MILANO
VIA MARIO BIANCO 3
TELEFONO 28.77.12
Via G. B. CARTA 8

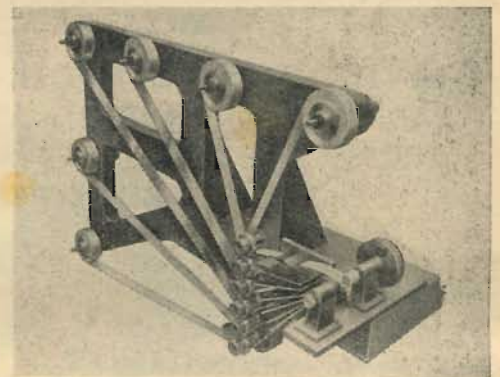
RADIO Carisch

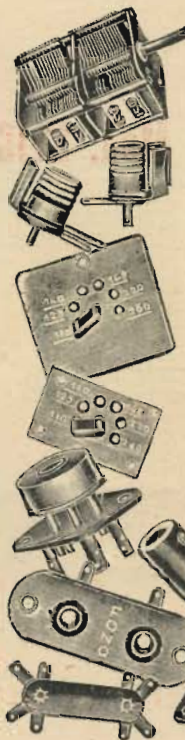
"L'UGOLA D'ORO"

LA PIÙ IMPORTANTE ORGANIZZAZIONE ITALIANA PER LA PRODUZIONE E LA VENDITA DI TUTTI GLI ARTICOLI MUSICALI

CARISCH S. A.
VIA BROGGI, 19 - MILANO

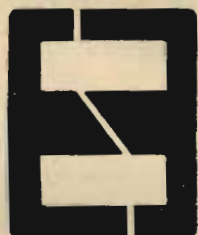
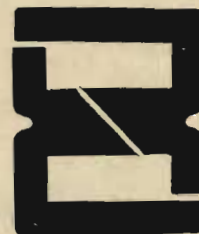
F.lli GAMBA

G. L. POZZI

COSTRUZIONI MECCANICHE RADIO TECNICHE

DESIO - Via Visconti 5 Telegr. Pozz Radio - Desio

RADIOMINUTERIE

REFIX

CORSO LODI 113

MILANO

R	E	F
R. 1 56 x 46 colonna 16	E. 1 98 x 133 colonna 28	F. 1 83 x 99 colonna 29
R. 2 56 x 46 colonna 20	E. 2 98 x 84 colonna 28	
R. 3 77 x 55 colonna 20	E. 3 56 x 74 colonna 20	
R. 4 100 x 80 colonna 28	E. 4 56 x 46 colonna 20	

SI POSSONO INOLTRE FORNIRE LAMELLE DI MISURE E DISEGNI DIVERSI

Prezzi di assoluta concorrenza

GTM
Radio
PAMO 49
G.T.M.
VIA MARGHERA, 6 B
MILANO
TELEFONO 48.23.13

COSTRUIRE UNA RADIO

per propria soddisfazione ed a scopo commerciale, non è difficile per chi segue gli insegnamenti dell'istituto C.T.P.
Chiedete programma GRATIS a ISTITUTO CTP, Via Clisio 9 Roma (indicando questa rivista).

STUDIO RADIOTECNICO

M. MARCHIORI

COSTRUZIONI:

GRUPPI ALTA FREQUENZA

G. 2 - 2 Gamme d'onda
G. 4 - 4 Gamme d'onda
F. 2 - Di piccolissime dimensioni con nuclei in ferrosite - 2 gamme d'onda
F. 4 - Di piccolissime dimensioni con nuclei in ferrosite - 4 gamme d'onda

Medie Frequenze: 467 Kc.

RADIO: 5 valvole - Antenna automatica - Attacco fono - Di piccole dimensioni.

Tutti i nostri prodotti sono scrupolosamente collaudati e controllati e chiusi in scatole con fascia di garanzia.

Via Andrea Appiani, 12 - MILANO - Telefono N. 62.201

La Ditta **F. A. R. E. F.**

mentre ricorda alla sua affezionata clientela di essere in grado di poter fornire RADIO, MOBILI, SCATOLE DI MONTAGGIO, e PARTI STACCATE a prezzi modicissimi, si pregia formulare i più fervidi auguri per il 1950.

Richiedere dietro invio di L. 100 il catalogo illustrato delle scatole di montaggio e mobili.

F. A. R. E. F. - Largo la Foppa, 6 - **MILANO** - Tel. 63.11.58

RADIO F.lli D'ANDREA

COSTRUZIONE SCALE PARLANTI PER APPARECCHI RADIO
Via Castelmorrone, 19 - **MILANO** - Telefono 20.69.10

Mod. 101 - Scala Parlante Tipo normale Form. cm 15x30 con cristallo comune e a specchio a 2-4 gamme d'onda

Mod. 102 - Tipo speciale Form. cm. 15x30 con 4 lampadine d'illuminazione, speciale schermatura e cristallo trasparente a specchio a 2-4-6 gamme d'onda

Mod. 103 - Tipo speciale per il nuovo gruppo **A.F. Geloso 1961 - 1971** a 2-4 gamme d'onda

Mod. 104 - Scala Grande Form. cm. 24x30 con manopole sul cristallo e nuovo gruppo Geloso A.F. 1961-1971

Mod. 105 - Scala piccola formato cm. 11x11 indice rotativo fondo nero cristallo a specchio

---

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

Via Palestrina, 40 - MILANO - Tel. 270.888 - 23.449

SETTIMIO SETTIMI

MILANO
VIA BRIOSCHI, 61
TELEFONO 33.405

FABBRICA SPECIALIZZATA

CONI ACUSTICI PER ALTOPARLANTI

RIMESSA A NUOVO ALTOPARLANTI

CONSEGNE SOLLECITE ANCHE PER RILEVANTI ORDINI

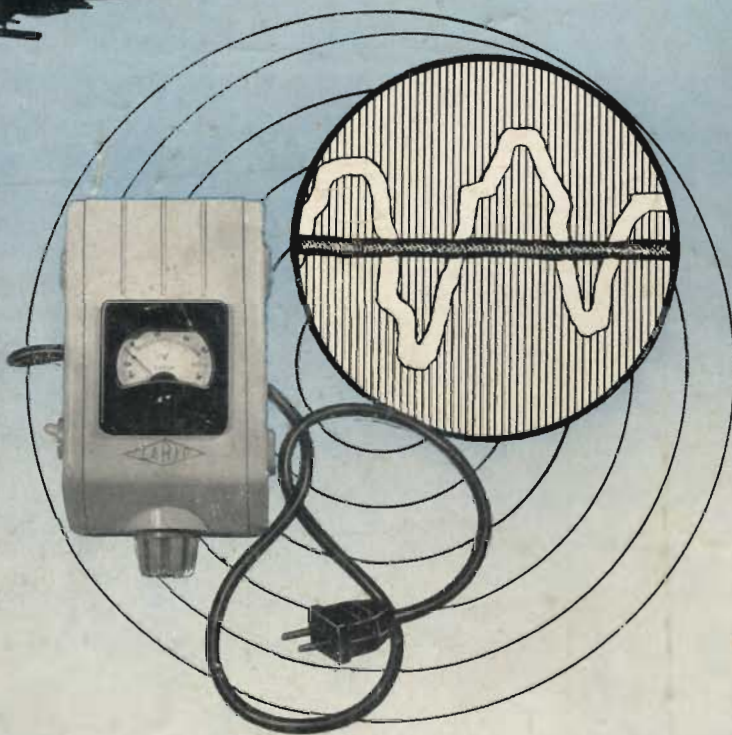
ORGAL RADIO

- Scatole di montaggio mod. OG. 501 e normali; (tutte corredate di condensatori a carta SIEMENS)
- Scatole di montaggio SAFAR Ultra S. 53;
- Vasto assortimento di parti staccate;
- Mobili per normali ricevitori e per SAFAR Ultra S. 53;
- Consulenza tecnica gratuita.

Viale Monte Nero, 62 - MILANO - Telefono 58.54.94

Autorizzazione del Tribunale di Milano del 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Respons. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO - Tip. TIPEZ Via G. da Cermenate 56
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE 5 - MILANO

FABBRICA APPARECCHI RADIO "ASTER" - MILANO

VIA MONTESANTO, 7 - TELEFONO 67.213

Elevatore
di Tensione
"B. L. 46"
da
120-250-500-1000
Watt
per tutte
le
tensioni
di rete.
LARIR
Viemme
LABORATORI RIUNITI INDUSTRIE RADIOELETTRICHE
Piazza 5 Giornate 1
MILANO
TELEF. 55.671